



Mestrado em Engenharia Eletrotécnica

---

# **Monitorização da Condição de Variáveis Elétricas: SAVA - Sistema de Aquisição de Variáveis Adicionais**

Relatório de Estágio apresentado para a obtenção do grau de Mestre em  
Engenharia Eletrotécnica – Área de Especialização em Automação e  
Comunicações em Sistemas Industriais

**Autor**

**Carlos Jorge Simão Martins**

**Orientador**

**Doutor Fernando José Pimentel Lopes**

Professor do Departamento de Engenharia Eletrotécnica  
Instituto Superior de Engenharia de Coimbra

**Supervisor**

**Engenheiro Carlos Martinho Simões Oliveira**

Enging – Make Solutions, Lda.

**Coimbra, dezembro, 2016**



## AGRADECIMENTOS

O trajeto efetuado na elaboração deste relatório não seria possível sem a colaboração de várias pessoas que, direta ou indiretamente, me ajudaram a cumprir com os meus objetivos. No entanto, não sendo possível nomeá-los a todos, não posso deixar de manifestar o meu apreço e agradecimento sincero.

À Enging – Make Solutions, Lda., por me ter facultado a oportunidade do estágio curricular, por me ter possibilitado todas as condições técnicas e laborais durante o estágio, aos seus colaboradores pela confiança, pelas suas sugestões e opiniões de cariz técnico, agradecendo de forma especial ao Engenheiro Martinho Simões pela supervisão, incentivo, motivação e por todos os conhecimentos e conselhos transmitidos tanto na realização do estágio como também na elaboração do presente relatório.

Ao Professor Fernando José Pimentel Lopes, pela orientação, por todo o apoio prestado durante o estágio e na elaboração do presente relatório, assim como na disponibilização de recursos para a realização de testes.

Ao Instituto Superior de Engenharia de Coimbra, em especial o Departamento de Engenharia Eletrotécnica pela disponibilidade dos seus laboratórios.

Aos meus pais, aos meus irmãos e namorada, pela paciência, apoio, incentivo e motivação, em especial ao meu irmão Francisco Martins, a quem dedico esta obra.

A todas estas pessoas, o meu sincero obrigado.

*Carlos Jorge Simão Martins*





## RESUMO

Atualmente, o motor elétrico é um equipamento indispensável na indústria. No entanto, na maior parte das vezes, realiza a sua função em modo forçado. É assim imprescindível realizar ações de manutenção de forma a manter a sua vida útil, o rendimento e rentabilidade. O presente Relatório de Estágio pretende descrever o desenvolvimento de um Sistema de Aquisição de Variáveis Adicionais para os motores elétricos (SAVA) durante o período de estágio curricular no âmbito do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica – Área de Especialização em Automação e Comunicações em Sistemas Industriais, no seio da empresa Enging – Make Solutions, Lda. A Enging é uma empresa criadora de produtos inovadores para a monitorização de equipamentos industriais, incluindo motores elétricos e transformadores.

São abordados conceitos de Manutenção Preditiva e é efetuada uma apresentação da empresa Enging. São ainda introduzidos os motores elétricos, onde se evidenciaram as avarias mais frequentes assim como as suas técnicas de deteção e diagnóstico. É apresentada uma análise dos equipamentos para aquisição de dados existentes no mercado, os elementos que os constituem e a proposta detalhada do sistema que se pretendeu desenvolver.

O desenvolvimento do sistema SAVA foi dividido em duas fases. Numa primeira fase é abordado o desenvolvimento de *hardware*, onde são apresentados os componentes eletrónicos selecionados, as configurações elétricas dos seus circuitos e os testes parciais realizados. Numa segunda fase é abordado o desenvolvimento de *firmware* e *software* onde são apresentados e descritos, através de fluxogramas, todos os algoritmos que implementam as funcionalidades do SAVA na fase de protótipo. O sistema desenvolvido foi testado em ambiente laboratorial para a aquisição de temperaturas, da tensão monofásica de alimentação, e das vibrações do motor, sendo apresentados neste relatório, o ambiente de testes e o conjunto dos resultados obtidos.

Tendo em conta os objetivos da empresa, é apresentada uma abordagem direcionada para a perspetiva da industrialização do sistema de aquisição desenvolvido. Nesta abordagem são focados o orçamento, a certificação e a comercialização do equipamento. Finalmente, são descritas algumas considerações finais onde se inserem as conclusões deste trabalho e as perspetivas para trabalho futuro.

**Palavras-chave:** Aquisição de Sinais; Manutenção; Motores Elétricos; Temperatura; Vibrações.



## ABSTRACT

Nowadays, the electric motor is an essential equipment in the industry. However, in most cases, it performs its function in extreme conditions. As a result, it is fundamental to perform adequate maintenance actions to guarantee its useful life, efficiency and profitability. This Internship Report aims to describe the development of a signal acquisition system for additional variables in electric motors or *Sistema de Aquisição de Variáveis Adicionais* (SAVA). The system was developed during the internship period of the Master in Electrical Engineering - Specialization in Automation and Communications in Industrial Systems, at Enging - Make Solutions, Lda. Enging is a company that creates innovative products for the monitoring of industrial equipment, including electrical motors and transformers.

This Report includes an introduction to Predictive Maintenance concepts, a presentation of Enging, its structure and main activities, as well as a technical overview of electrical motors. Furthermore, the most frequent failures in electrical motors are described, together with their associated detection and diagnosis techniques. An analysis of the data acquisition equipment available in the market for similar purposes is presented, that contributing to the identification of the objectives and main elements for the acquisition system to be developed.

The development of the SAVA system was divided into two phases. The first phase covered the development of the hardware, including the description of the selected electronic components, the electrical configurations of its circuits and partial tests. In a second phase the approach to firmware and software development is presented, where flowcharts and a detailed description present the functions and algorithms that were implemented and tested in the SAVA prototype. The developed system was laboratory tested for the acquisition of temperatures, single-phase feed voltage and engine vibrations with the test environment and the set of results presented in this report.

Given the company objectives, a perspective on the approach that is being planned for the industrialization of the system is presented, including the final budget, as well as the certification and commercialization aspects that must be taken in account for the production of industrial equipment. Finally, the final considerations refer to the main conclusions of the work and some suggestions for future developments.

**Keywords:** Signal Acquisition; Maintenance; Electric Motors; Temperature; Vibrations.



# ÍNDICE

AGRADECIMENTOS .....	i
RESUMO .....	iii
ABSTRACT .....	v
ÍNDICE .....	vii
ÍNDICE DE FIGURAS .....	xi
ÍNDICE DE TABELAS .....	xv
SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS .....	xvii
1 Introdução .....	1
1.1 Motivação Pessoal e Enquadramento .....	1
1.2 Apresentação da Empresa .....	1
1.3 Objetivos do Estágio .....	1
1.4 Organização do Relatório .....	2
2 Sistemas de Aquisição de Dados para Apoio à Manutenção de Motores Elétricos .....	3
2.1 Enquadramento .....	3
2.2 Estratégia de Manutenção Preditiva .....	3
2.3 Monitorização de Motores Elétricos .....	4
2.4 Sistemas de Aquisição de Dados .....	11
2.5 Dispositivo de Aquisição de Dados .....	14
2.5.1 Microcontrolador .....	14
2.5.2 Condicionamento de sinais .....	14
2.5.3 Conversor analógico-digital .....	15
2.5.4 Entradas e saídas digitais .....	15
2.5.5 Memória .....	16
2.5.6 Interfaces de comunicação .....	16
2.6 Estrutura do Sistema Desenvolvido .....	19
3 Desenvolvimento de <i>Hardware</i> .....	21
3.1 Enquadramento .....	21
3.2 Alimentação .....	22
3.3 Microcontrolador .....	24
3.4 Entradas Analógicas de PT100 .....	25
3.5 Entradas Analógicas de Termopares .....	33
3.6 Entradas Analógicas de Tensões $\pm 10$ V .....	38
3.6.1 Condicionamento de sinal .....	38
3.6.2 Conversor analógico-digital .....	42

3.7	Entradas Analógicas de 4-20 mA .....	48
3.7.1	Condicionamento de sinal .....	49
3.7.2	Conversor analógico-digital .....	53
3.8	Entradas Digitais.....	60
3.9	Saídas Digitais .....	62
3.10	Memória Externa .....	65
3.11	Temperatura Ambiente .....	69
3.12	Comunicação RS-232.....	71
3.13	Comunicação RS-485.....	73
3.14	Sinalização Luminosa .....	75
3.15	Conectores e Caixa .....	78
4	Desenvolvimento de <i>Firmware e Software</i> .....	81
4.1	Enquadramento .....	81
4.2	<i>Firmware</i> .....	82
4.3	<i>Software</i> .....	93
5	Ensaio do Sistema e Industrialização.....	107
5.1	Enquadramento .....	107
5.2	Ensaio do Sistema .....	107
5.2.1	<i>Set-up</i> dos ensaios .....	107
5.2.2	Discussão de resultados.....	110
5.3	Industrialização.....	112
5.3.1	Orçamento .....	112
5.3.2	Certificação .....	113
5.3.3	Comercialização .....	114
6	Considerações Finais .....	117
6.1	Conclusão .....	117
6.2	Trabalho Futuro .....	118
	Referências.....	121
	Anexos .....	125
Anexo A	Esquemáticos do Hardware Desenvolvido .....	127
Anexo A.1	Interligações.....	127
Anexo A.2	Alimentação .....	128
Anexo A.3	Microcontrolador e outros periféricos .....	129
Anexo A.4	Entradas analógicas de PT100.....	130
Anexo A.5	Entradas analógicas de Termopares.....	131
Anexo A.6	Entradas analógicas de tensões $\pm 10$ V .....	132
Anexo A.7	Entradas analógicas de 4-20 mA .....	133
Anexo A.8	Entradas e Saídas Digitais .....	135

Anexo A.9	Sinalização Luminosa.....	136
Anexo A.10	Comunicação RS-232 e RS-485 .....	137
Anexo B	Tabela de conversão da RTD PT100.....	139
Anexo C	Protocolo de Comunicação Proprietário.....	141
Anexo C.1	Comunicação da aplicação de interface para o <i>hardware</i> .....	141
Anexo C.2	Comunicação do <i>hardware</i> para a aplicação de interface .....	142
Anexo D	BOM ( <i>Bill Of Materials</i> ).....	143





## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 – Tipos de Motores Elétricos [1].....	4
Figura 2.2 – Motor de indução trifásico W22 da WEG [3]. ....	5
Figura 2.3 – Avarias nos motores de indução [5]. ....	5
Figura 2.4 – Representação esquemática das diferentes falhas nos enrolamentos do estator: (a) curto-circuito entre espiras, (b) curto-circuito entre enrolamentos, (c) curto-circuito entre enrolamentos e a carcaça, (d) enrolamento em circuito aberto [5]. ....	6
Figura 2.5 – Efeitos das falhas no estator do motor de indução: (a) falta de fase no enrolamento, (b) curto-circuito entre fases, (c) curto-circuito entre espiras, (d) falha nas ligações dos enrolamentos [6]. ....	6
Figura 2.6 – Exemplo de um rolamento de esferas e de um rolamento de rolos cilíndricos [7]. ....	7
Figura 2.7 – Rolamento com necessidade de substituição da lubrificação [8]. ....	7
Figura 2.8 – Rotor e respetiva gaiola de esquilo [9]. ....	8
Figura 2.9 – Exemplo de falhas no rotor: (a) gaiola de esquilo com três barras danificadas, (b) gaiola de esquilo com duas barras e anel partidos [10]. ....	8
Figura 2.10 – Ilustração das diferentes excentricidades: (a) sem excentricidade, (b) excentricidade estática, (c) excentricidade dinâmica, (d) excentricidade mista. Adaptado [11]. ....	9
Figura 2.11 – Esquema típico de um sistema de aquisição de dados [14]. ....	11
Figura 2.12 – Plataforma de <i>hardware</i> PXI [15]. ....	12
Figura 2.13 – Plataforma de <i>hardware</i> CompactDAQ [15]. ....	12
Figura 2.14 – Plataforma de <i>hardware</i> CompactRIO [15]. ....	12
Figura 2.15 – Equipamento gerado através da simulação [15]. ....	13
Figura 2.16 – Conjunto de equipamentos <i>DATAQ Instruments</i> : (a) módulos <i>DI-8B</i> amplificadores, (b) <i>software Windaq</i> , (c) módulo <i>DI-245</i> de aquisição de dados de tensão e termopares, (d) módulo <i>DI-785</i> de aquisição de dados de diversas variáveis [16]. ....	13
Figura 2.17 – Diagrama de blocos de um DAQ. ....	14
Figura 2.18 – Estrutura básica de um conversor analógico-digital [20]. ....	15
Figura 2.19 – Exemplo da transmissão de um ‘J’ por RS-232 [24]. ....	17
Figura 2.20 – Exemplo de uma transmissão RS-485 onde a sinal U+ representa o terminal A e U- o terminal B [13]. ....	17
Figura 2.21 – Exemplo da transmissão de dois <i>bytes</i> por 1- <i>Wire</i> [26]. ....	17
Figura 2.22 – Exemplo da transmissão de um ‘Ê’ por SPI [27]. ....	18
Figura 2.23 – Exemplo de uma transmissão por I <sup>2</sup> C [28]. ....	18
Figura 2.24 – Diagrama geral do sistema de aquisição que se pretende desenvolver. ....	19
Figura 3.1 – Circuitos individuais instalados em <i>bread-board</i> . ....	21
Figura 3.2 – Diagrama geral da alimentação do <i>hardware</i> . ....	22
Figura 3.3 – Curva característica da impedância da <i>ferrite-bead</i> [29]. ....	23
Figura 3.4 – Configuração elétrica do microcontrolador. ....	25
Figura 3.5 – Esquema elétrico de uma PT100: (a) 2 fios, (b) 3 fios e (c) 4 fios. ....	26

Figura 3.6 – Configuração elétrica do ADC para a recepção de uma PT100. ....	26
Figura 3.7 – Configuração das ligações ao ADC da PT100: (a) 2 fios, (b) 3 fios e (d) 4 fios. ....	27
Figura 3.8 – Gráfico da temperatura ( $< 0^{\circ}\text{C}$ ) em função da resistência da PT100. ....	29
Figura 3.9 – Informação resultante de uma conversão pelo ADC. ....	30
Figura 3.10 – Envio da configuração da RTD para o ADC através do sinal MISO. ....	30
Figura 3.11 – Recepção de uma conversão de dados do ADC. ....	31
Figura 3.12 – Configuração do ADC para a PT100. ....	31
Figura 3.13 – Momento em que o ADC disponibiliza uma amostra. ....	32
Figura 3.14 – Transferência da amostra convertida para o microcontrolador. ....	32
Figura 3.15 – (a) Vetor de resultados da conversão da PT100, (b) Disposição dos dados. ....	33
Figura 3.16 – Esquema genérico de um termopar. ....	34
Figura 3.17 – Configuração elétrica do ADC de cada termopar. ....	34
Figura 3.18 – Transferência de uma conversão de dados do ADC de termopar. ....	35
Figura 3.19 – Sinal SCLK do ADC de termopar. ....	37
Figura 3.20 – Transferência de dados do ADC de termopar. ....	37
Figura 3.21 – (a) Vetor de resultados da conversão do termopar, (b) Organização dos dados. ....	37
Figura 3.22 – Condicionamento do sinal para uma entrada analógica de $\pm 10\text{ V}$ . ....	38
Figura 3.23 – Simulação no <i>LTspice</i> do filtro passa-baixo para entradas analógicas de $\pm 10\text{ V}$ . ....	39
Figura 3.24 – Resultado da simulação do circuito de condicionamento de sinal. ....	41
Figura 3.25 – Resultado do teste experimental ao circuito de condicionamento de sinal. ....	42
Figura 3.26 – Configuração elétrica do ADC para entradas analógicas de $\pm 10\text{ V}$ . ....	43
Figura 3.27 – Configuração elétrica da referência de tensão externa de $4.096\text{ V}$ . ....	43
Figura 3.28 – Sequência temporal da configuração do ADC das tensões. ....	44
Figura 3.29 – Sequência temporal da seleção de um canal do ADC das tensões. ....	44
Figura 3.30 – Sequência temporal da transferência de uma conversão do ADC das tensões. ....	45
Figura 3.31 – Configuração do ADC das entradas analógicas de $\pm 10\text{ V}$ . ....	46
Figura 3.32 – Seleção do canal 1 do ADC. ....	46
Figura 3.33 – Sinal de CS durante a conversão e transferência dos dados. ....	47
Figura 3.34 – (a) Início da conversão, (b) Transferência dos dados convertidos. ....	47
Figura 3.35 – Posições de medida das vibrações num motor elétrico. ....	48
Figura 3.36 – Acelerómetro utilizado neste projeto. ....	48
Figura 3.37 – Condicionamento do sinal para uma entrada analógica de $4\text{--}20\text{ mA}$ . ....	49
Figura 3.38 – Circuito que permite medir uma queda de tensão na resistência R. ....	49
Figura 3.39 – Resposta do acelerómetro: (a) sem vibração, (b) com vibração. ....	50
Figura 3.40 – Configuração elétrica da referência de tensão de $4.01\text{ V}$ . ....	51
Figura 3.41 – Resultado da simulação no <i>LTspice</i> do circuito analisado. ....	52
Figura 3.42 – Resultado do teste experimental do circuito analisado. ....	52
Figura 3.43 – Simulação no <i>LTspice</i> do filtro passa-baixo do circuito analisado. ....	53

Figura 3.44 – Configuração elétrica do ADC para entradas analógicas de 4-20 mA. ....	54
Figura 3.45 – Sequência temporal da configuração do ADC para entradas analógicas de 4-20 mA. ....	54
Figura 3.46 – Sequência temporal de uma conversão síncrona dos 4 canais do ADC. ....	55
Figura 3.47 – Configuração do ADC das entradas analógicas de 4-20 mA. ....	56
Figura 3.48 – Preparar e iniciar uma conversão com o ADC. ....	57
Figura 3.49 – Momento em que uma conversão fica disponível para ser transferida. ....	57
Figura 3.50 – Transferência de dados: (a) sinal CS, (b) sinal de MOSI. ....	58
Figura 3.51 – Envio do comando <i>stop</i> para parar processo de conversão. ....	58
Figura 3.52 – Vetor de resultados da conversão dos 4 canais do ADC. ....	59
Figura 3.53 – Esquema de um acoplador óptico com saída a transístor. ....	60
Figura 3.54 – Esquema elétrico equivalente de uma entrada digital. ....	61
Figura 3.55 – (a) Entrada digital no nível baixo, (b) Entrada digital no nível alto. ....	62
Figura 3.56 – Esquema elétrico equivalente de uma saída digital. ....	63
Figura 3.57 – Teste experimental realizado à saída digital com um LED. ....	64
Figura 3.58 – Configuração elétrica da SRAM. ....	65
Figura 3.59 – Sequência temporal da configuração da SRAM em modo sequência. ....	66
Figura 3.60 – Sequência temporal da escrita de dados na SRAM. ....	66
Figura 3.61 – Sequência temporal da leitura de dados da SRAM. ....	67
Figura 3.62 – (a) Dados escritos na SRAM, (b) Dados lidos da SRAM. ....	67
Figura 3.63 – Transferência do modo de configuração para a SRAM. ....	68
Figura 3.64 – Transferência de dados para a SRAM. ....	68
Figura 3.65 – Transferência de dados da SRAM. ....	69
Figura 3.66 – Configuração elétrica do sensor de temperatura ambiente do <i>hardware</i> . ....	69
Figura 3.67 – Organização dos dados gerados pela saída digital do sensor. ....	70
Figura 3.68 – (a) Sinal do pino de comunicação DQ, (b) Saída digital gerada pelo sensor. ....	71
Figura 3.69 – Configuração elétrica do <i>transceiver</i> RS-232. ....	72
Figura 3.70 – Teste da comunicação RS-232 através do <i>software</i> Hércules. ....	72
Figura 3.71 – (a) Sinais da comunicação RS-232, (b) Sinais da comunicação UART. ....	73
Figura 3.72 – Configuração elétrica do <i>transceiver</i> RS-485. ....	74
Figura 3.73 – Teste da comunicação RS-485 através do <i>software</i> Hércules. ....	74
Figura 3.74 – (a) Sinais de A e B do RS-485, (b) Sinais de RX e TX da UART. ....	75
Figura 3.75 – Configuração elétrica da sinalização luminosa (LEDs). ....	76
Figura 3.76 – Simulação <i>LTspice</i> na situação em que o LED está desligado. ....	77
Figura 3.77 – Simulação <i>LTspice</i> na situação em que o LED está ligado. ....	77
Figura 3.78 – Conectores utilizados no <i>hardware</i> . ....	78
Figura 3.79 – Caixa da PCB [34]. ....	79
Figura 4.1 – Fluxograma Geral do <i>Firmware</i> . ....	82
Figura 4.2 – Rotina de interrupção da UART0 [Parte 1/2]. ....	83

Figura 4.3 – Rotina de interrupção da UART0 [Parte 2/2].	84
Figura 4.4 – Rotinas que implementam o teste do <i>hardware</i> e o envio de dados.	85
Figura 4.5 – Rotinas de aquisição de entradas analógicas e digitais.	86
Figura 4.6 – Rotinas de saídas digitais e de aquisição das entradas.	87
Figura 4.7 – Rotinas de aquisição de dados de PT100.	89
Figura 4.8 – Rotinas de aquisição de dados de termopares.	90
Figura 4.9 – Rotinas de aquisição de dados de tensão.	91
Figura 4.10 – Rotinas de aquisição de dados de vibração.	92
Figura 4.11 – Apresentação gráfica da aplicação de interface.	93
Figura 4.12 – Fluxograma geral do <i>software</i> e das suas rotinas.	95
Figura 4.13 – Rotinas do teste de <i>hardware</i> e rotinas das saídas digitais, iniciar e <i>reset</i> .	96
Figura 4.14 – Rotinas que implementam a verificação dos campos das entradas analógicas.	97
Figura 4.15 – Rotinas que implementam o início da aquisição e troca de dados.	98
Figura 4.16 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 1/5].	99
Figura 4.17 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 2/5].	100
Figura 4.18 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 3/5].	101
Figura 4.19 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 4/5].	102
Figura 4.20 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 5/5].	103
Figura 4.21 – Rotinas que implementam a exportação de dados para um ficheiro <i>Excel</i> .	104
Figura 4.22 – Rotinas de interrupção dos <i>Timers</i> .	105
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do ensaio experimental realizado com o sistema SAVA.	107
Figura 5.2 – Primeiro ensaio experimental realizado com o sistema SAVA.	108
Figura 5.3 – Aplicação de interface no momento em que se inicia o ensaio experimental.	108
Figura 5.4 – Segundo ensaio experimental realizado com o sistema SAVA.	109
Figura 5.5 – Folha de informações gerais.	110
Figura 5.6 – Temperatura do motor em função do tempo.	110
Figura 5.7 – Tensão do motor em função do tempo.	111
Figura 5.8 – Vibração do motor em função do tempo.	111
Figura 5.9 – Custo em percentagem por item na produção de uma PCB.	112
Figura 5.10 – Custo por PCB em função da quantidade produzida.	113
Figura 5.11 – Estratégia de comercialização da Enging.	114

## ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.1 – Modelos e técnicas de detecção e diagnóstico de falhas nas máquinas elétricas [12]. .....	10
Tabela 3.1 – Legenda dos circuitos apresentados na Figura 3.1.....	22
Tabela 3.2 – Consumos dos circuitos analógicos e digitais obtidos na fase experimental. ....	23
Tabela 3.3 – Relação existente entre temperatura, $R_{PT100}$ , razão $R_{RTD}/R_{Referência}$ e o código gerado pelo ADC. ....	28
Tabela 3.4 – Organização da informação na sequência de <i>bits</i> resultante de uma conversão. ....	35
Tabela 3.5 – Temperatura medida em função do valor digital gerado pelo ADC. ....	36
Tabela 3.6 – Relação entre a entrada analógica e código de saída do ADC das tensões. ....	45
Tabela 3.7 – Características do acoplador ótico. ....	60
Tabela 3.8 – Características do transistor <i>Darlington</i> e do relé.....	63
Tabela 3.9 – Saída digital em função da temperatura. ....	70



## SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

°C – grau Celsius

A – ampere

AC – *Alternate Current*

BOM – *Bill Of Materials*

bps – *bits per second*

CPU – *Central Processing Unit*

CTEA – Conta tipo de entradas analógicas

CTR – *Current Transfer Ratio*

DAQ – *Data Acquisition*

DC – *Direct Current*

DIP – *Dual In-line Package*

DRDY – *Data Ready*

ED1 – Entrada Digital 1

ED2 – Entrada Digital 2

$f_{am}$  – frequência de amostragem

Fam1 – Frequência de amostragem de temperatura

Fam3 – Frequência de amostragem de tensão

Fam4 – Frequência de amostragem de vibração

$f_c$  – frequência de corte

GND – *Ground*

GPIO – *General Purpose Input/Output*

Hz – *hertz*

IC – *Integrated Circuit*

IF – *Input Forward Current*

ips – *inches per second*

**kB** – *kilobyte*

**kbit** – *kilobit*

**kbps** – *kilobits per second*

**kHz** – *kilohertz*

**ksps** – *kilo samples per second*

**LED** – *Light Emitting Diode*

**LSB** – *Least Significant Bit*

**m** – *metro*

**mA** – *miliampere*

**Mbit** – *megabit*

**Mbps** – *megabits per second*

**MHz** – *megahertz*

**mm** – *milímetro*

**MSB** – *Most Significant Bit*

**mV** – *milivolt*

**NA1** – *Número de amostras de temperatura*

**NA3** – *Número de amostras de tensão*

**NA4** – *Número de amostras de vibração*

**NI** – *National Instruments*

**nF** – *nano farad*

**NS1** – *Número de sensores de temperatura*

**NS3** – *Número de sensores de tensão*

**NS4** – *Número de sensores de vibração*

**NTEA** – *Número de tipos de entradas analógicas*

**PCB** – *Printed Circuit Board*

**ppm** – *partes por milhão*

**PTP** – *Parâmetros de temperatura*



**PTS** – Parâmetros de tensão

**PVB** – Parâmetros de vibração

**RAM** – *Random Access Memory*

**RISC** – *Reduced Instruction Set Computer*

**RMS** – *Root Mean Square*

**RTD** – *Resistance Temperature Detector*

**RX** – Recetor

**SAR** – *Successive Approximation Register*

**SAVA** – Sistema de Aquisição de Variáveis Adicionais

**SD1** – Saída Digital 1

**SD2** – Saída Digital 2

**SMD** – *Surface-Mount Device*

**sps** – *samples per second*

**SRAM** – *Static Random Access Memory*

**TS1** – Tipo de sensor de temperatura

**TS3** – Tipo de sensor de tensão

**TS4** – Tipo de sensor de vibração

**TX** – Transmissor

**V** – *volt*

**VAL1** – Validação das entradas analógicas de temperatura

**VAL3** – Validação das entradas analógicas de tensão

**VAL4** – Validação das entradas analógicas de vibração

**VCE** – *Collector-Emitter Voltage*

**VF** – *Input Forward Voltage*

**W** – *watt*

**$\Omega$**  – *ohm*



# 1 Introdução

## 1.1 Motivação Pessoal e Enquadramento

No decorrer da formação académica do autor e, para além das unidades curriculares propostas pelo plano de estudos da Licenciatura e Mestrado em Engenharia Eletrotécnica, o autor participou num projeto de final de licenciatura intitulado “*Smart Irrigation System*”, tendo também elaborado pequenos projetos pessoais de cariz tecnológico. No entanto, persistia na formação uma lacuna que se prendia com o facto de não ter contacto direto com o mercado de trabalho e, desta forma, não ter a noção exata da realidade laboral na sua área de formação.

Assim, surge a escolha individual do estágio para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica, com o intuito de obter algum contacto e, ao mesmo tempo, adquirir alguma experiência no mercado de trabalho. Depois de concretizada esta escolha, seguiu-se a seleção da empresa. A primeira empresa contactada foi a Enging – Make Solutions, Lda., em que numa primeira entrevista foi proposto o desenvolvimento de um produto para a Indústria. Esta proposta despertou interesse de imediato, não só por estar ligada à área do desenvolvimento, mas também por permitir a participação no desenvolvimento de algo útil e com aplicação direta em contexto industrial. Todos estes aspetos contribuíram, em grande parte, para a aceitação do desafio. Tendo já a Enging um produto para monitorização de correntes e tensões dos motores elétricos, surgiu a necessidade de monitorizar outros tipos de variáveis, como por exemplo, a temperatura e a vibração. Deste modo, a proposta de trabalho assentou no desenvolvimento de um sistema para a aquisição de variáveis adicionais.

## 1.2 Apresentação da Empresa

Fundada em 2012, a Enging define-se como uma empresa de engenharia especializada em desenvolver soluções industriais, tendo como principal objetivo ajudar os seus clientes nas diversas áreas de atuação, nas quais se inserem: Manutenção Preditiva, Soluções de Energia, Soluções de Segurança, Automação e Instrumentação, Redes e Infraestruturas de Comunicações, Consultadoria e Projetos de Engenharia e Formação.

A Enging, para além de ser criadora de um produto inovador para a monitorização de motores e transformadores, está constantemente focada na inovação por forma a liderar no posicionamento perante o mercado.

## 1.3 Objetivos do Estágio

Para além das atividades operacionais da empresa, o principal objetivo deste estágio curricular foi o desenvolvimento de um sistema de aquisição de variáveis adicionais em equipamentos industriais, mais precisamente em motores elétricos.

Este sistema consistiria em *hardware* e *software* para a aquisição de sinais dos motores elétricos, em meio industrial, com a finalidade de monitorizar esses sinais que se podem traduzir em comportamentos específicos e importantes dos motores. Deste modo, pretende-se adquirir sinais analógicos de temperatura, corrente 4-20 mA (*miliampere*) e tensões de  $\pm 10$  V (*volt*) nos motores elétricos. No caso das tensões, o objetivo é medir qualquer variável,

desde que o instrumento de medição seja um sensor cujo seu sinal de saída em tensão esteja na gama de  $\pm 10$  V.

Assim, pretendeu-se desenvolver *hardware* contemplando a existência de: entradas analógicas, entradas e saídas digitais, interfaces de comunicação RS-232 e RS-485, microprocessador e ainda uma memória externa para armazenamento dos dados recolhidos. Do mesmo modo, este *hardware* requer *software* para concretizar todas as suas funcionalidades, para além de uma interface gráfica para visualizar e analisar os resultados obtidos. Por outro lado, pretendeu-se simplificar ao máximo a arquitetura de *hardware* e *software*, de forma a permitir a sua utilização em diversas aplicações académicas e industriais.

O sistema a desenvolver deveria possuir características importantes, nomeadamente, ser de baixo custo e permitir potenciar a experiência dos proponentes nesta área, para o lançamento deste tipo de aplicações.

## 1.4 Organização do Relatório

Este Relatório de Estágio está dividido em 7 capítulos, tal como se sintetiza seguidamente:

- O Capítulo 1 contém a introdução ao projeto associado ao estágio, a sua contextualização, os objetivos, as metas a atingir e a organização do documento;
- O Capítulo 2 apresenta uma síntese relativa aos sistemas de aquisição de dados utilizados no apoio à manutenção de motores elétricos, incluindo os dispositivos utilizados para implementar esses sistemas, assim como uma motivação para a monitorização de motores elétricos através da apresentação da estratégia de manutenção preditiva utilizada pela Enging. São ainda concretizadas neste capítulo a arquitetura e a estrutura base do sistema desenvolvido;
- O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento do *hardware* descrevendo a seleção e configuração individual de todos os dispositivos utilizados no projeto;
- O Capítulo 4 apresenta o desenvolvimento do *firmware* para o microcontrolador e do *software* para a aplicação de interface, descrevendo através de fluxogramas a sua lógica de funcionamento;
- O Capítulo 5 descreve os resultados obtidos na realização de um teste experimental em laboratório, adquirindo sinais de um motor elétrico em funcionamento, utilizando as componentes de *hardware*, *firmware* e *software* desenvolvidas, e permitindo assim a validação global do sistema. Neste capítulo é ainda apresentada uma perspetiva dos aspetos a considerar para a industrialização, como o orçamento, a certificação e a comercialização do produto desenvolvido;
- O Capítulo 6 apresenta as conclusões deste trabalho e algumas sugestões para desenvolvimentos futuros;
- O final deste Relatório de Estágio inclui as referências bibliográficas e os vários anexos mencionados ao longo dos capítulos anteriores.

## 2 Sistemas de Aquisição de Dados para Apoio à Manutenção de Motores Elétricos

### 2.1 Enquadramento

Neste capítulo pretende-se apresentar uma síntese relativa aos sistemas de aquisição de dados utilizados no suporte à manutenção de motores elétricos. Como motivação para a monitorização de motores elétricos apresenta-se a estratégia de manutenção preditiva utilizada pela Enging, dando especial atenção ao motor de indução trifásico. Introduce-se o conceito de DAQ (*Data Acquisition*) incluindo uma exposição sobre alguns sistemas existentes no mercado, assim como uma descrição sucinta da arquitetura e da interligação entre os dispositivos e elementos que constituem um sistema de aquisição de dados.

Utilizando os conceitos introduzidos ao longo do capítulo, é concretizada a arquitetura e estrutura base do sistema de aquisição de dados desenvolvido neste trabalho, incluindo o tipo e número de entradas analógicas, entradas e saídas digitais, memória e interfaces de comunicação. Esta estrutura servirá posteriormente como referência para a seleção e identificação de todos os componentes, nomeadamente do microcontrolador e dos ADCs.

### 2.2 Estratégia de Manutenção Preditiva

O conceito de manutenção está diretamente relacionado com o objetivo de manter ou controlar o estado de um equipamento ou de um bem. Todos os equipamentos têm o seu período de vida útil. Este período diminui gradualmente com a idade e o tempo de utilização do próprio equipamento. No meio industrial, ao submetermos um equipamento à sua manutenção, estamos a prolongar a sua vida útil o que permite ao seu proprietário garantir a sua confiabilidade e segurança, mas também aumentar a qualidade e eficiência dos seus processos o que se traduz numa inerente redução de custos. Existem três tipos básicos de manutenção: manutenção corretiva, manutenção preventiva e manutenção preditiva. No sentido do objetivo do trabalho descrito neste relatório, abordaremos apenas a manutenção preditiva. A manutenção preditiva, também designada por manutenção condicionada, é considerada uma manutenção periódica cuja finalidade é prognosticar avarias ou alterações do estado físico do equipamento até que se justifique a aplicação da devida ação de manutenção. Deste modo, a estratégia de manutenção da Enging consiste no registo dos valores de determinados parâmetros fundamentais no funcionamento do equipamento com o objetivo de prever o acontecimento de uma avaria nesse mesmo equipamento. Assim, uma grande parte das avarias que podem prejudicar o funcionamento normal do equipamento pode ser evitada aplicando este tipo de manutenção. A Enging é criadora de um produto inovador para monitorização de transformadores e de motores elétricos. No entanto, deseja desenvolver ainda mais a técnica de monitorização dos motores adquirindo variáveis adicionais para além das variáveis que já adquire no produto atual, como é o caso das correntes e das tensões.

## 2.3 Monitorização de Motores Eléctricos

Atualmente, o motor eléctrico é um elemento imprescindível ao progresso e inovação. Existem inúmeras aplicações que dependem desta máquina, como por exemplo: eletrodomésticos, escadas e passadeiras rolantes, portas automáticas, elevadores, robótica e os muito diversos processos industriais.

O motor eléctrico é uma máquina que transforma energia eléctrica em energia mecânica e pode ser classificado em dois tipos básicos: motor de corrente contínua e motor de corrente alternada. A Figura 2.1 representa um diagrama pormenorizado dos vários tipos de motores eléctricos, indicando as características que são usadas na sua classificação.

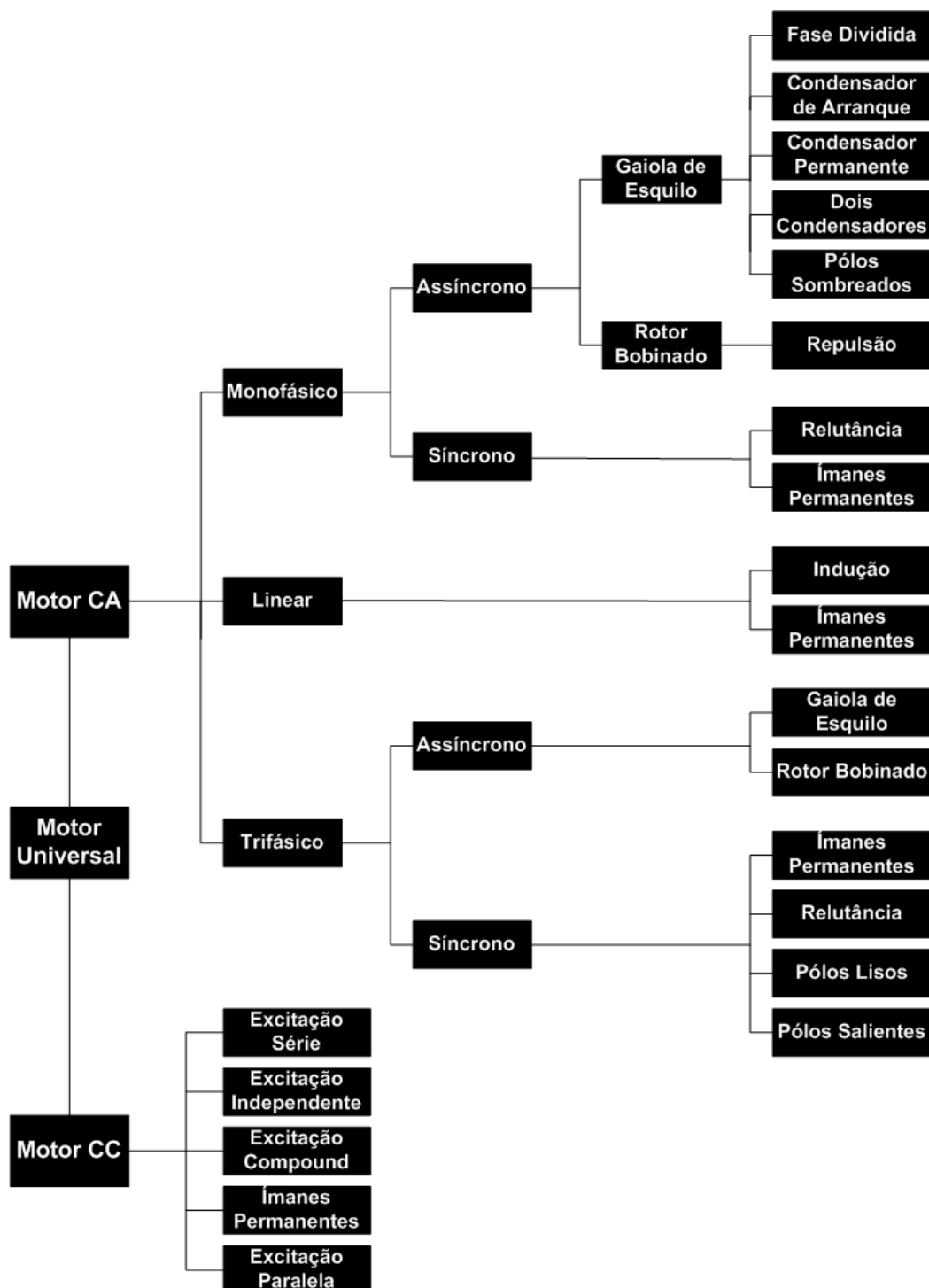


Figura 2.1 – Tipos de Motores Eléctricos [1].

De todos estes motores, o motor de indução trifásico é o mais utilizado a nível industrial, devido à sua simplicidade, robustez e baixo custo [2]. Na Figura 2.2 apresenta-se uma ilustração dos vários componentes que constituem um motor de indução trifásico.

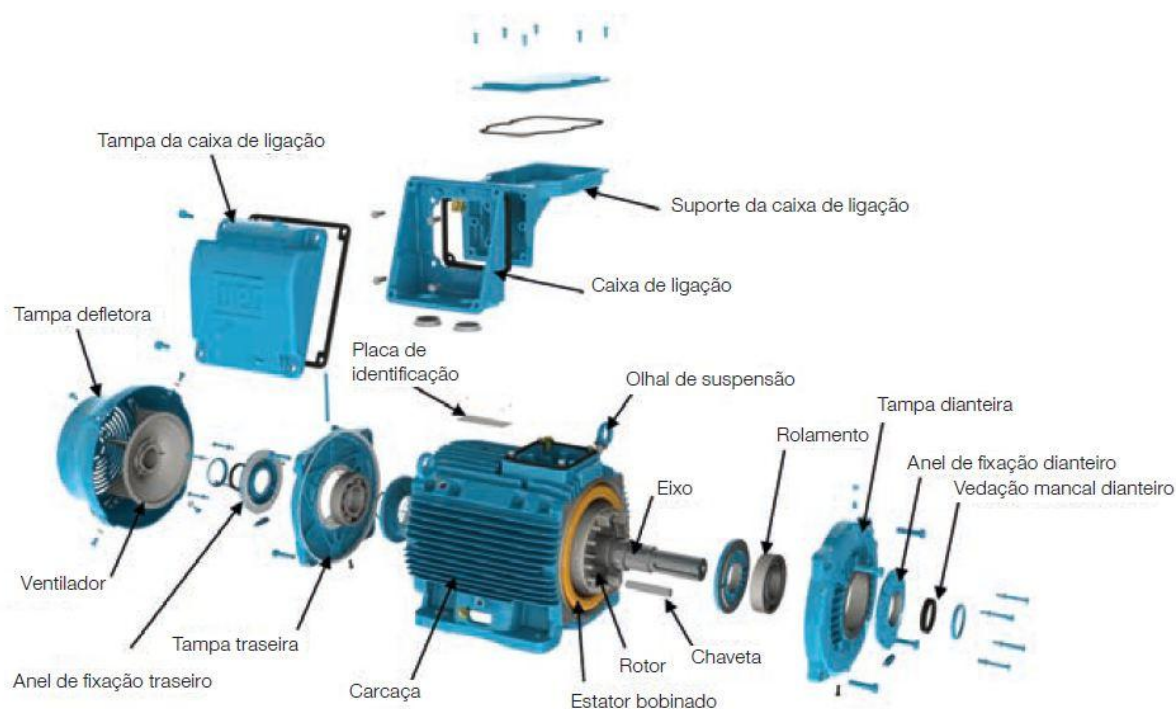


Figura 2.2 – Motor de indução trifásico W22 da WEG [3].

Os processos industriais são cada vez mais complexos e exigentes, o que implica que na maior parte do seu tempo de utilização o motor funcione em condições adversas. Estas condições provocam o aparecimento de avarias que tanto podem ser de natureza elétrica como de natureza mecânica.

As avarias mais comuns referentes aos motores de indução são: falhas nos enrolamentos do estator, falhas nos rolamentos, barras ou extremidades do rotor partidas e excentricidade [4]. O gráfico da Figura 2.3 representa a percentagem de incidência de cada tipo de falhas, onde se verifica que as falhas dos rolamentos e do estator são as mais frequentes.

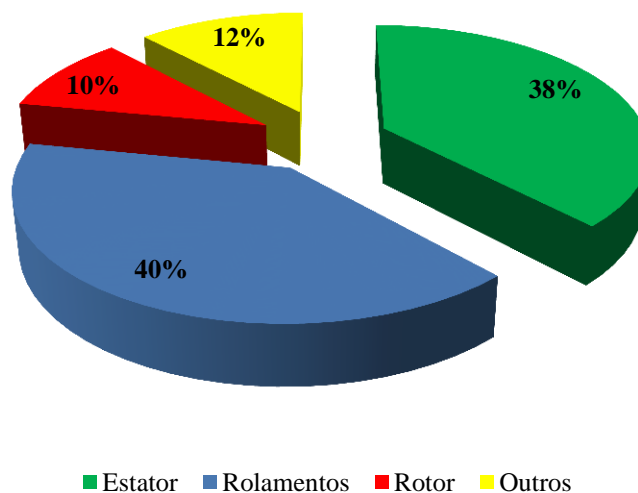


Figura 2.3 – Avarias nos motores de indução [5].

Relativamente ao estator, as falhas mais comuns estão relacionadas com defeitos nos enrolamentos devido ao mau isolamento, falhas de construção ou operação inadequada e o contacto com agentes externos como a humidade, químicos ou poeiras. Existem falhas nos enrolamentos se estes estiverem: em curto-circuito ou circuito aberto [5].

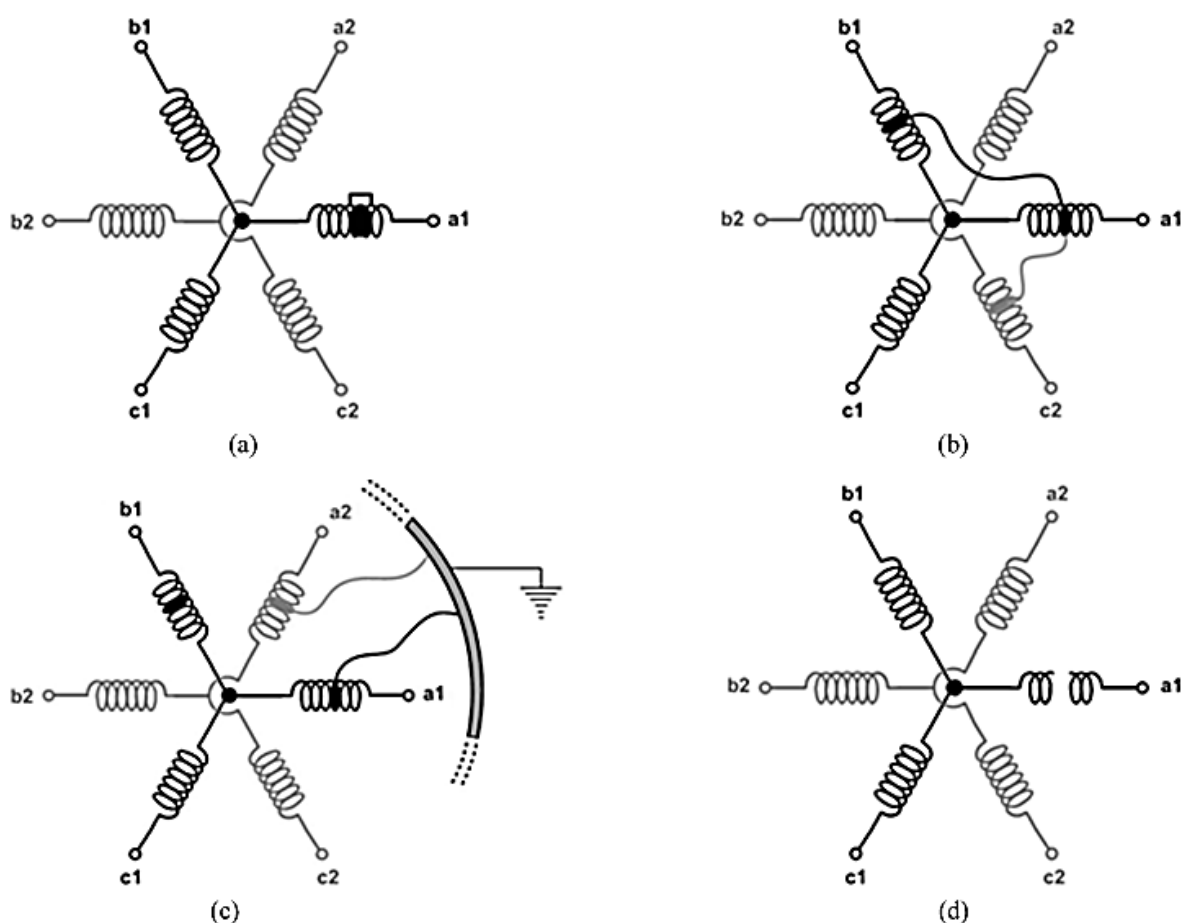


Figura 2.4 – Representação esquemática das diferentes falhas nos enrolamentos do estator: (a) curto-circuito entre espiras, (b) curto-circuito entre enrolamentos, (c) curto-circuito entre enrolamentos e a carcaça, (d) enrolamento em circuito aberto [5].

As falhas dos enrolamentos em curto-circuito são, geralmente, as que tem uma evolução mais rápida e em certos casos são tão rápidas que não se conseguem detetar oportunamente e acabam por destruir a máquina. As falhas em circuito aberto, tal como o nome indica, acontecem por interrupção do circuito elétrico, como por exemplo a falta de fase da alimentação, mau contacto devido a ligações danificadas ou interrupção de um fusível. Na Figura 2.4 são apresentados esquematicamente alguns exemplos destes tipos de falhas referentes ao motor de indução [5], podendo ser visualizados os seus efeitos na Figura 2.5.

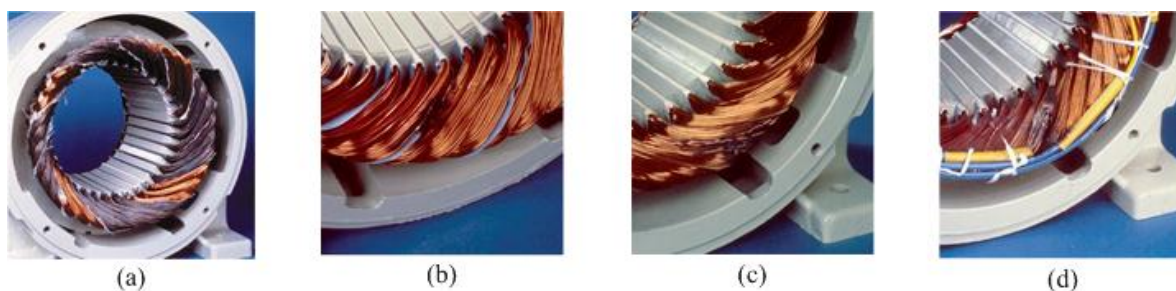


Figura 2.5 – Efeitos das falhas no estator do motor de indução: (a) falta de fase no enrolamento, (b) curto-circuito entre fases, (c) curto-circuito entre espiras, (d) falha nas ligações dos enrolamentos [6].



Os rolamentos são peças fundamentais num motor porque permitem a interface mecânica entre o estator e o rotor, sendo eles os responsáveis pelo suporte do veio do motor para garantir a rotação adequada do rotor. As principais causas das falhas nos rolamentos são: o desgaste por envelhecimento, funcionamento a elevadas temperaturas, desalinhamentos, falta de lubrificação, contaminação do óleo de lubrificação, corrosão provocada por agentes como a água e outros líquidos e vibrações no veio. A existência de falhas nos rolamentos provoca o aumento nos níveis de vibração e de ruído do motor [5]. Na Figura 2.6 apresenta-se uma ilustração dos aspetos construtivos e dos componentes de um rolamento de esferas e de um rolamento de rolos cilíndricos.

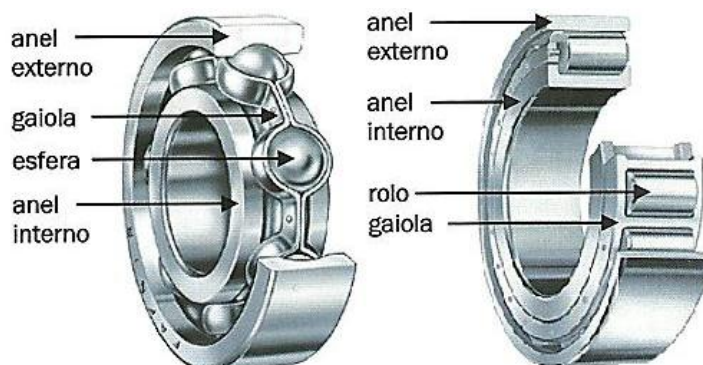


Figura 2.6 – Exemplo de um rolamento de esferas e de um rolamento de rolos cilíndricos [7].

A passagem da corrente elétrica num corpo rolante aumenta significativamente a degradação da lubrificação do rolamento (Figura 2.7). Este risco torna-se mais frequente nos sistemas em que o motor de indução é controlado por um variador eletrónico de velocidade, devido às correntes de alta frequência no rolamento [8].



Figura 2.7 – Rolamento com necessidade de substituição da lubrificação [8].

O rotor apresenta uma percentagem mais reduzida de falhas, comparativamente ao estator e aos rolamentos. Existem duas topologias de rotor: gaiola de esquilo e bobinado. O rotor de gaiola de esquilo, representado na Figura 2.8, é o mais utilizado na indústria e pode ser fundido ou fabricado. Geralmente, as falhas no rotor de gaiola de esquilo estão associadas a defeitos na própria gaiola ou no entreferro, originando a quebra parcial ou total das barras e dos anéis de curto-circuito (Figura 2.9) ou ainda por excentricidades [4].

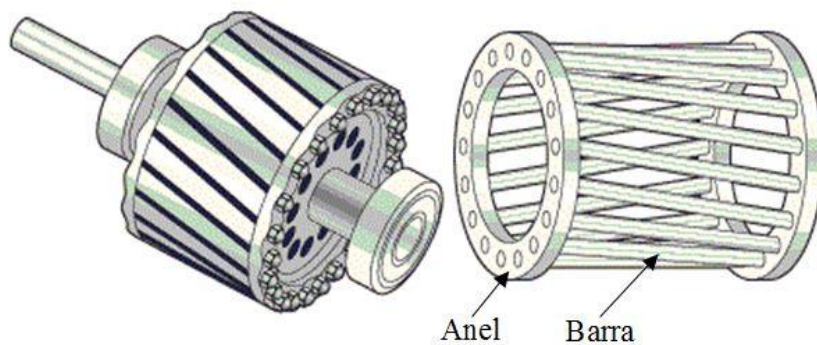


Figura 2.8 – Rotor e respetiva gaiola de esquilo [9].

O aparecimento destas falhas está normalmente associado a vários fenómenos: térmicos - devido a temperaturas excessivas causados pelo excesso de carga, magnéticos devido a forças eletromagnéticas ou vibrações; defeitos de fabrico; dinâmicos - devido ao binário axial ou à força centrífuga; ambientais - causados por contaminação ou abrasão do material do rotor por humidade e substâncias químicas [4].



Figura 2.9 – Exemplo de falhas no rotor: (a) gaiola de esquilo com três barras danificadas, (b) gaiola de esquilo com duas barras e anel partidos [10].

A falta de desalinhamento entre rotor e estator implica variações do entreferro e por consequência irão aparecer assimetrias no circuito magnético do motor, fenómeno designado por excentricidade. Este comportamento provoca um mau funcionamento do motor, ainda que, no caso da variação do entreferro ser muito grande poderá provocar uma colisão entre estator e rotor e causar danos físicos em ambos, ou até mesmo danificar os enrolamentos do estator. Existem dois tipos de excentricidade: estática e dinâmica (Figura 2.10).

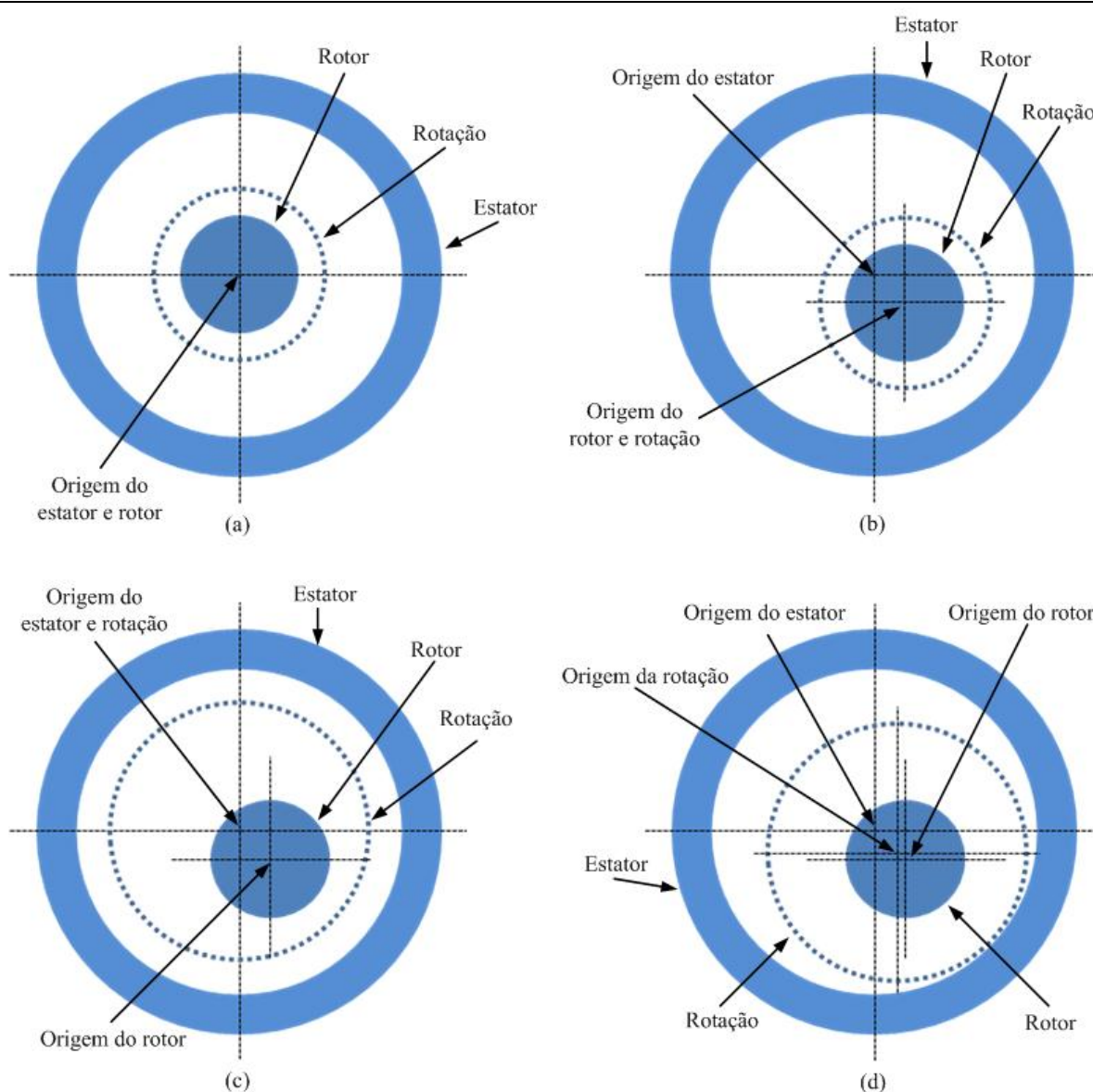


Figura 2.10 – Ilustração das diferentes excentricidades: (a) sem excentricidade, (b) excentricidade estática, (c) excentricidade dinâmica, (d) excentricidade mista. Adaptado [11].

De acordo com a Figura 2.10 (a), a inexistência de excentricidade verifica-se quando a origem do rotor, do estator e de rotação são coincidentes. Na Figura 2.10 (b) existe excentricidade estática quando a origem do rotor é coincidente com a origem de rotação, mas estes não são coincidentes em relação à origem do estator. Na Figura 2.10 (c) existe uma excentricidade dinâmica quando a origem de rotação é coincidente com a origem do estator, mas estes não são coincidentes com a origem do rotor. Quando existem as duas excentricidades, estática e dinâmica, acontece uma excentricidade mista. Esta situação é representada na Figura 2.10 (d) em que não existe coincidência entre as origens do estator, do rotor e de rotação. Não é possível construir um motor de indução sem excentricidades, embora os fabricantes tentem reduzir ao máximo a sua presença. As excentricidades são provocadas essencialmente pela existência: de um sistema trifásico desequilibrado, rolamentos danificados, veio do motor defeituoso, construção e montagem do motor mal concebidas [12].

Este tipo de avarias, para além de causar altos custos de reparação, está também associado a custos significativos relacionados com o tempo de paragem do equipamento.

Atualmente, existe um conjunto de técnicas com o objetivo de detetar e diagnosticar as falhas abordadas anteriormente, de modo a conseguir intervir a tempo sobre o equipamento e minimizar os custos relacionados com a sua reparação e imobilização. Estas técnicas estão normalmente associadas a métodos de análise como: análise espectral em frequência, utilização de modelos e reconhecimento de padrões - classificação apresentada na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Modelos e técnicas de deteção e diagnóstico de falhas nas máquinas elétricas [12].

Métodos	Técnicas	Deteção e diagnóstico
Análise espectral em frequência	Análise espectral das vibrações	Desgaste nos rolamentos, excentricidade e desalinhamentos.
	Análise espectral das correntes do estator	Curto-circuito ou circuito aberto nos enrolamentos do estator e anomalias nas barras e anéis do rotor.
	Análise espectral do fluxo magnético axial	Curto-circuito nos enrolamentos do estator, excentricidades e quebra das barras do rotor.
Modelos	Impedância de sequência inversa	Curto-circuito nos enrolamentos do estator.
	Estimação de parâmetros	Curto-circuito entre espiras num enrolamento do estator e sua localização e anomalias no rotor.
Reconhecimento de padrões	Termografia	Desgaste e problemas de lubrificação nos rolamentos, perda de isolamento e problemas de ventilação no estator e problemas nos contactos ou ligações defeituosas
	Vetor de <i>Park</i>	Curto-circuito entre espiras num enrolamento do estator, barras do rotor quebradas, falha nos rolamentos e excentricidade do entreferro.
	Análise das componentes principais	Falhas na máquina elétrica.
	Redes neuronais artificiais	Curto-circuito nos enrolamentos do estator.
	Lógica <i>Fuzzy</i>	Falhas na máquina elétrica e sua severidade.
	<i>Neuro-Fuzzy</i>	Falhas na máquina elétrica com precisão e robustez.

## 2.4 Sistemas de Aquisição de Dados

O primeiro sistema DAQ surgiu em 1963 através da IBM (*International Business Machines*) e consiste num processo de medição de um fenómeno elétrico ou físico, como a tensão, a corrente, a temperatura, a vibração, a pressão, entre outros. Depois de medidos, estes fenómenos são processados por um equipamento informático, como o computador, onde poderão ser monitorizados e analisados. Tipicamente, um sistema de aquisição de dados é constituído por sensores, um dispositivo DAQ, um barramento de comunicação e um computador (Figura 2.11). O dispositivo DAQ desempenha tarefas fundamentais, como o condicionamento do sinal e a conversão analógico-digital. O processamento dos dados é feito através de um *software* de aplicação geralmente desenvolvido em linguagens de programação como o *Assembly*, *Visual Basic*, *C*, *C++*, *C#*, *Fortran*, *Java*, *LabVIEW*, *Lisp*, *Pascal*, entre outras [13].



Figura 2.11 – Esquema típico de um sistema de aquisição de dados [14].

Este tipo de sistemas é uma mais-valia na indústria, pois proporcionam maiores níveis de qualidade, redução dos custos operacionais, maior desempenho de produção e de certo modo facilita a excelência operacional.

Atualmente, existe no mercado um conjunto de sistemas bastante robustos para a área industrial, que permitem a aquisição e processamento dos dados de diversas variáveis, como por exemplo os sistemas da *National Instruments* e *DATAQ Instruments*.

A *National Instruments* fornece soluções tecnológicas flexíveis e bastante robustas. Na área da aquisição de dados a *National Instruments* dispõe de plataformas de *hardware* modulares, vários tipos de barramentos de comunicação e ambientes de programação (*software*). As plataformas de *hardware* modulares são nomeadamente: PXI, CompactRIO e CompactDAQ. Estes dispositivos suportam vários tipos de barramentos de comunicação industrial, como por exemplo: Ethernet, PROFIBUS, LIN, EtherCAT, CAN e USB. Para permitir a interface com o *hardware*, controlo, análise, distribuição e publicação de dados, a *National Instruments* fornece ambientes de programação para desenvolver *software* para os diversos tipos de aplicações, como: LabVIEW, LabWindows™/CVI e Measurement Studio. A plataforma PXI (Figura 2.12) é utilizada na indústria para validação e teste de produção devido à sua capacidade de instrumentação modular de alto desempenho, temporização e sincronização [15].





Figura 2.12 – Plataforma de *hardware* PXI [15].

A plataforma CompactDAQ (Figura 2.13) tanto pode ser utilizada tanto em laboratório como em campo, pois constitui um método simples de aquisição de dados de sensores para diversos tipos de sinais.



Figura 2.13 – Plataforma de *hardware* CompactDAQ [15].

Quando se está perante uma aplicação de controlo e monitorização com algum grau de complexidade, a plataforma CompactRIO (Figura 2.14) é a mais indicada, pois possui diversas placas de controlo embebidas, processamento de tempo real e módulos de entradas/saídas analógicas e digitais e ainda uma FPGA com entradas/saídas programáveis.



Figura 2.14 – Plataforma de *hardware* CompactRIO [15].

O CompactRIO também é uma plataforma modular, pelo que dispõe de módulos para a aquisição de sinais de alta qualidade com condicionamento de sinais para medições específicas, isolamento e entradas/saídas com especificações industriais. Tem assim a capacidade de fazer diversos tipos de medições, desde: corrente, tensão, RTD, termopar, acelerómetro, entre outras grandezas. O *software* de interface com *hardware* e controlo, transferência, armazenamento, monitorização e análise de dados pode ser desenvolvido em LabVIEW ou C/C++. No entanto, devido à sua robustez e qualidade este tipo de sistemas são muito dispendiosos, tal como podemos verificar a título de exemplo através de uma simulação de um sistema que seja constituído por um cRIO-9014, 4 entradas analógicas de  $\pm 10$  V, 4 entradas para termopares, 4 entradas para PT100, 4 entradas para acelerómetros, 4 entradas e 4 saídas digitais e comunicações RS-232 e RS-485 (Figura 2.15). Este sistema apresenta um preço estimado de cerca de 5.407 € [15].

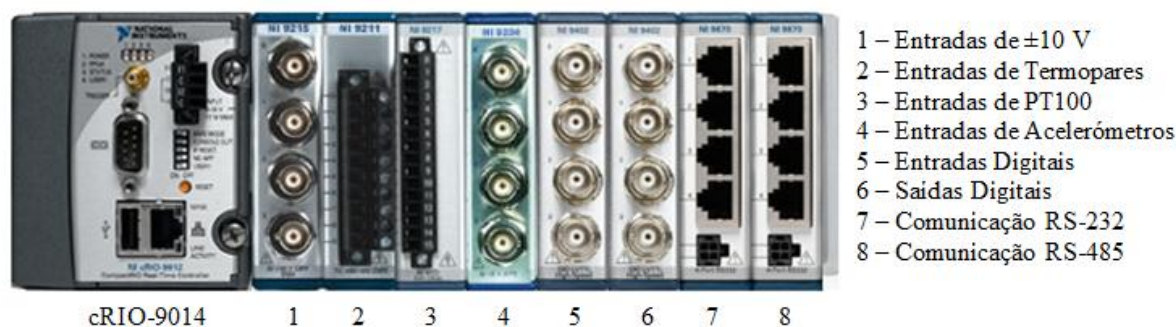


Figura 2.15 – Equipamento gerado através da simulação [15].

A *DATAQ Instruments* também desenvolve equipamentos para aquisição de dados com diversos tipos de medições, como por exemplo: tensão, corrente, termopar, RTD, temperatura e humidade ambiente, entre outras (Figura 2.16). À semelhança da *National Instruments*, a *DATAQ Instruments* também utiliza uma topologia de *hardware* modular para o mais diverso tipo de aplicações e tem como interface um *software* específico para aquisição de dados, o *Windaq*. O *Windaq* é um *software* para sistemas operativos *Windows* que não exige programação, permite mostrar dados de vários canais simultaneamente, como também rever e analisar arquivos de dados gravados, ajustar escala de cada canal e exportação para o *Excel*. Este *software* é específico para cada tipo de equipamento existindo assim várias versões em que algumas são grátis e vêm incluídas na compra dos equipamentos e outras versões mais robustas e para altas taxas de amostragem possuem um custo associado. No entanto realçam-se algumas diferenças comparativamente aos sistemas da *National Instruments*, nomeadamente: a interface de comunicação e uma mais baixa taxa de amostragem e resolução. Como interface de comunicação a *DATAQ Instruments* dispõe apenas de dois tipos de comunicação: USB e Ethernet [16].

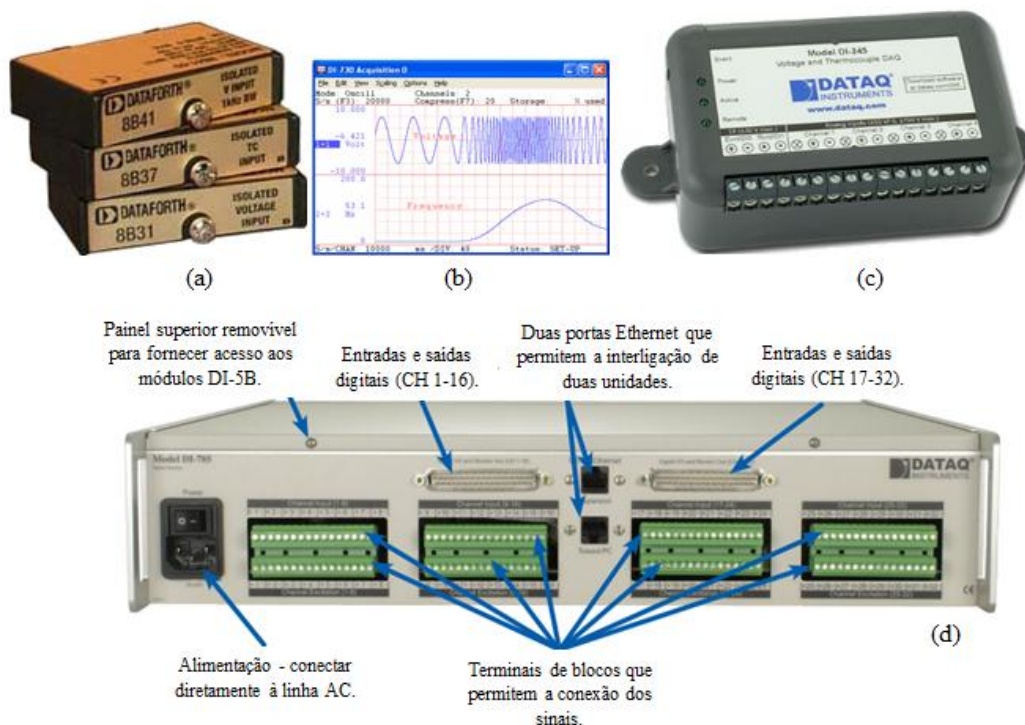


Figura 2.16 – Conjunto de equipamentos *DATAQ Instruments*: (a) módulos *DI-8B* amplificadores, (b) *software Windaq*, (c) módulo *DI-245* de aquisição de dados de tensão e termopares, (d) módulo *DI-785* de aquisição de dados de diversas variáveis [16].

Quando se pretende ter um sistema com várias funcionalidades, a cada funcionalidade corresponde um módulo específico. Assim, consoante o sistema a implementar, um determinado número de funcionalidades implica a introdução do mesmo número de módulos, o que faz disparar o preço do sistema. Portanto, do ponto de vista financeiro estes sistemas tornam-se menos apelativos, uma vez que são muito dispendiosos.

## 2.5 Dispositivo de Aquisição de Dados

Um elemento muito importante de um sistema de aquisição de dados é precisamente o dispositivo mais diretamente usado para esse efeito. Este dispositivo tem como principais funções: fazer o condicionamento dos sinais analógicos dos sensores, a conversão em sinais digitais e o envio para um outro dispositivo que contenha capacidade e inteligência para interpretar os resultados obtidos nas respetivas medições. Tal como indica a Figura 2.17, para implementar estas funções o dispositivo de aquisição de dados é constituído por vários componentes, cada um com a sua função específica, desde: o microcontrolador, o condicionamento de sinais, os conversores analógicos-digitais, as entradas e saídas digitais, a memória e as interfaces de comunicação.

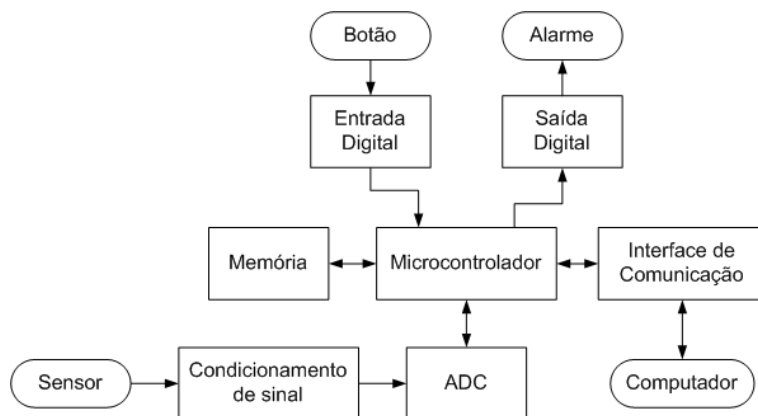


Figura 2.17 – Diagrama de blocos de um DAQ.

### 2.5.1 Microcontrolador

Um microcontrolador é um dispositivo constituído por um núcleo processador, memória e periféricos programáveis, de entrada e saída. Num dispositivo de aquisição de dados, o microcontrolador é responsável por garantir todo o processo de aquisição das diversas variáveis e enviá-las para o dispositivo responsável pelo processamento, análise e diagnóstico das mesmas. Para que isto aconteça é necessário que o microcontrolador seja selecionado consoante a exigência do sistema alvo. Deste modo, são parâmetros essenciais para a sua escolha: frequência de funcionamento, capacidade de memória não volátil e RAM (*Random Access Memory*), a quantidade de GPIO (*General Purpose Input/Output*) e também a existência de interfaces de comunicação série. Em certos casos, quando a alimentação é efetuada através de uma bateria, poderá ser também importante ter em conta o consumo do microcontrolador ou ainda a existência de modos de baixo consumo energético.

### 2.5.2 Condicionamento de sinais

A medição de grandezas físicas é realizada através de sensores e transdutores que convertem essas grandezas em sinais elétricos. Os sinais elétricos gerados pelos sensores e transdutores



necessitam muitas das vezes de condicionamento. O condicionamento de um sinal consiste na alteração de certos parâmetros do sinal através de operações de amplificação, atenuação, isolamento, filtragem, excitação, linearização, compensação de junta fria ou configuração em ponte, que nos proporcionam uma melhor eficiência e exatidão na medição do sinal [17]. Em certos casos, quando se pretende adquirir vários sinais, o custo de utilização de circuitos individuais aumenta consideravelmente. Uma forma de solucionar este problema é a utilização de um multiplexer de sinais que, de um modo genérico, consiste num dispositivo que permite processar um conjunto de entradas utilizando um único canal de aquisição, através da seleção alternada das entradas, tornando desta forma o processo menos dispendioso [18].

### 2.5.3 Conversor analógico-digital

Um conversor analógico-digital é um circuito eletrónico capaz de gerar uma representação digital de uma grandeza analógica, como por exemplo: um nível de tensão ou de intensidade de corrente elétrica (Figura 2.18). Este dispositivo é um elemento essencial num dispositivo de aquisição de dados, pois a sua função é digitalizar um sinal analógico medido nos terminais de um determinado sensor. São parâmetros essenciais para a sua escolha: a frequência de amostragem, resolução, precisão, linearidade, relação sinal/ruído, fonte de *clock* e sensibilidade à temperatura. A frequência de amostragem depende do tipo de variável que se está a medir, pois de acordo com o *Teorema de Nyquist*, para uma representação digital sem perda de informação, a frequência de amostragem deverá ser superior a duas vezes a frequência máxima do sinal a medir (limite teórico). A resolução de um ADC é expressa em *bits* e representa o número de níveis discretos de um sinal [19]. Ou seja, um dispositivo com 16 *bits* de resolução permite obter 65536 níveis discretos. A temperatura é um fator que deve ser tido em consideração pois condiciona a eficiência de funcionamento do dispositivo, o que em ambientes cuja temperatura é adversa ao seu funcionamento poderá causar imprecisão nas suas conversões.

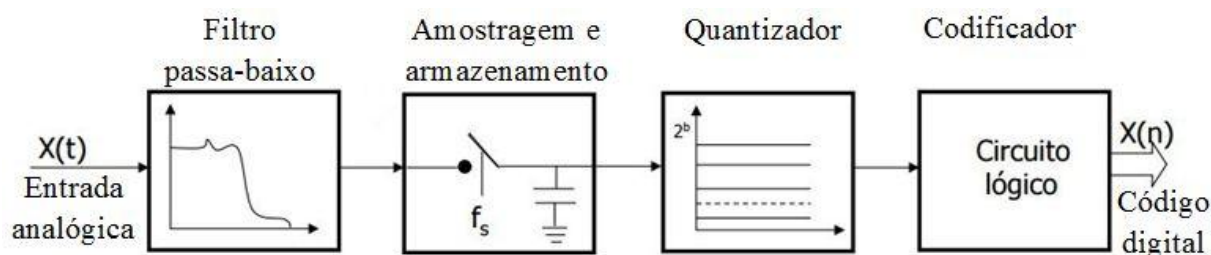


Figura 2.18 – Estrutura básica de um conversor analógico-digital [20].

### 2.5.4 Entradas e saídas digitais

Uma entrada digital consiste na transformação de um sinal elétrico num sinal digital que pode possuir dois níveis lógicos: nível baixo ‘0’ e o nível alto ‘1’. São úteis em aplicações como: botoneiras, sensores de fim de curso, sensores de proximidade indutivos ou capacitivos, termostatos, entre outras aplicações de sensores.

Uma saída digital consiste num interruptor mecânico (relé) ou eletrónico (transístor, tirístor ou triac). Tomando como exemplo o relé, quando uma saída digital tem o nível lógico ‘1’ o relé encontra-se normalmente fechado e quando uma saída digital tem o nível lógico ‘0’ o relé encontra-se normalmente aberto. Este tipo de circuito é utilizado quando se pretende acionar

outros dispositivos, como por exemplo: desencadear alarmes, desligar/ligar equipamentos, entres outros.

### 2.5.5 Memória

Na maioria dos casos, o processo de amostragem das diversas variáveis implica a necessidade de capacidade de armazenamento, pois normalmente a memória do microcontrolador não tem capacidade suficiente para armazenar todas as amostras. Quando isto acontece é necessária uma memória externa para guardar as amostras que se vão recolhendo durante a amostragem de um sinal. Para este efeito existem diversos tipos de memória nomeadamente: EEPROM (*Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory*), Flash, SRAM (*Static Random Access Memory*) e NVSRAM (*Non-Volatile Random-Access Memory*). As memórias do tipo EEPROM são de interface série, normalmente utilizadas no armazenamento de dados e do programa, uma vez que não existe o risco de perda de dados devido à sua característica não-volátil. As memórias Flash são de interface série ou paralelo, de característica não-volátil e utilizadas numa ampla variedade de aplicações, como: cartões de memória, *pen drives*, dispositivos MP3, câmaras digitais, telemóveis, entre outros. As memórias SRAM são de interface série ou paralelo, de característica volátil e utilizadas geralmente em situações onde se deseja adicionar mais RAM de forma fácil e económica. Este tipo de memórias torna-se uma ótima solução na sua vertente série pela sua rapidez de acesso e uso de menos ligações, nomeadamente quando se pretende utilizar como interface um microcontrolador utilizando o protocolo SPI (*Serial Peripheral Interface*). As memórias do tipo NVSRAM são semelhantes às SRAM, mas de carácter não-volátil e geralmente utilizadas em aplicações onde o objetivo é escrever muitas vezes para a memória [21].

### 2.5.6 Interfaces de comunicação

As interfaces de comunicação são representadas por padrões físicos e lógicos que permitem a interação entre dispositivos através de um canal de comunicação. Por outras palavras, se dois dispositivos partilharem da mesma interface de comunicação, do mesmo modo conseguem estabelecer uma comunicação entre si. Existem dois tipos principais de interface de comunicação: série e paralelo. São alguns exemplos de interface série: RS-232, RS-422 ou RS-485 (*Recommended Standard*), 1-Wire (*Onewire*), SPI (*Serial Peripheral Interface*), I<sup>2</sup>C (*Inter-Integrated Circuit*) e USB (*Universal Serial Bus*). Relativamente à interface paralela são exemplos: ISA (*Industry Standard Architecture*), ATA (*Advanced Technology Attachment*), SCSI (*Small Computer System Interface*) e PCI (*Peripheral Component Interconnect*). No âmbito deste trabalho serão abordadas apenas as interfaces de comunicação série: RS-232, RS-485, 1-Wire e SPI comparativamente ao I<sup>2</sup>C [22].

O RS-232 é um protocolo assíncrono ponto-a-ponto recomendado para comunicações até 15 metros de distância (Figura 2.19). Na sua implementação base utiliza três terminais (transmissor, recetor e GND (*Ground*)) com níveis de sinal de  $\pm 3\text{ V}$  a  $\pm 15\text{ V}$  onde o nível lógico '0' corresponde ao sinal positivo e o nível lógico '1' ao sinal negativo e permite taxas de transmissão até 115200 bps (*bits per second*) [23].

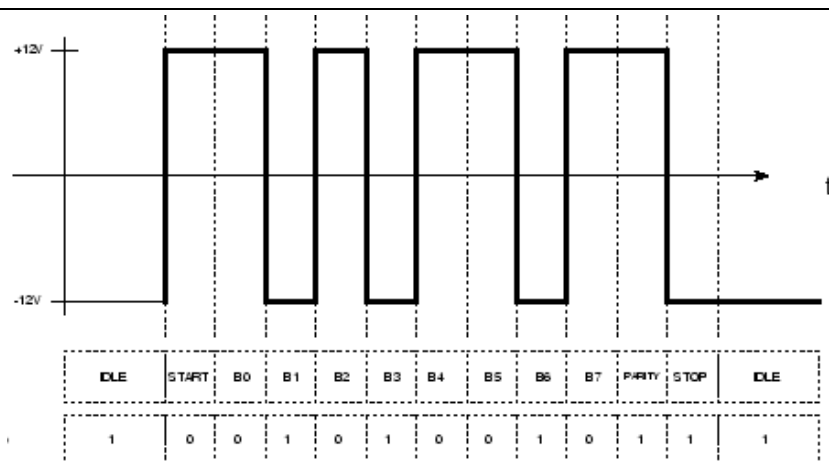


Figura 2.19 – Exemplo da transmissão de um 'J' por RS-232 [24].

O RS-485, também um protocolo assíncrono, permite comunicações até 1200 metros dependendo da velocidade de transmissão (1200 m (metro) com uma taxa de 100 kbps (*kilobits per second*)), pode ter até 32 dispositivos no mesmo barramento e é geralmente utilizado para implementar sistemas de comunicação multiponto (Figura 2.20). É constituído por dois terminais diferenciais, A (+) e B (-), com nível de sinal entre -7 V e +12 V e geralmente necessita de uma resistência de terminação com o valor de impedância correspondente à impedância característica da linha de transmissão (tipicamente 120  $\Omega$  (*ohm*)) cuja finalidade é atenuar reflexões que distorcem os dados transmitidos, permitindo assim aumentar a distância e a velocidade de transmissão [13].

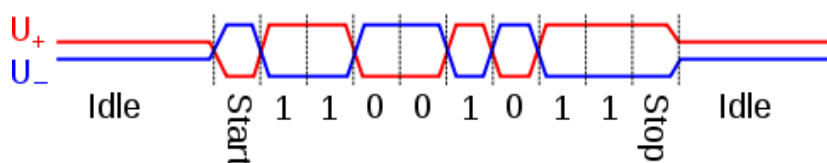


Figura 2.20 – Exemplo de uma transmissão RS-485 onde a sinal U+ representa o terminal A e U- o terminal B [13].

A comunicação 1-Wire foi criada pela *Dallas Semiconductor* (agora *Maxim Integrated*) e permite que um dispositivo mestre (microcontrolador) comunique com um dispositivo escravo (sensor) através de apenas um pino de dados (Figura 2.21). É um protocolo semelhante ao I<sup>2</sup>C mas com baixa velocidade de transmissão, maior alcance e necessitando de uma resistência de *pull-up*. Uma rede 1-Wire é designada por *MicroLan*. Este tipo de comunicação é utilizado em funções digitais, como o *iButton*, e em medição de temperatura, como o *DS18B20* [25].



Figura 2.21 – Exemplo da transmissão de dois *bytes* por 1-Wire [26].

O SPI é um protocolo de comunicação síncrono que segue a topologia mestre-escravo, onde o mestre é geralmente um microcontrolador e os escravos os restantes periféricos. Para implementar uma comunicação, este protocolo dispõe dos seguintes pinos:

- *Serial Clock* (SCLK)
- *Master Output Slave Input* (MOSI)
- *Master Input Slave Output* (MISO)
- *Slave Select* (SS)

O MOSI representa o canal de entrada de dados no dispositivo escravo e o MISO representa o canal de saída de dados do dispositivo escravo. O pino SS permite ao mestre selecionar o dispositivo escravo com que vai comunicar e o pino SCLK representa o sinal de *clock* que permite decidir em que momento um *bit* é transmitido. O momento em que o *bit* é transmitido depende da polaridade e da fase do SCLK (Figura 2.22). O protocolo SPI permite altas velocidades de transmissão, tem como vantagem a sua comunicação ser *full-duplex* e destaca-se por ser muito utilizado em módulos como Arduino, MSP430 e Raspberry [25].

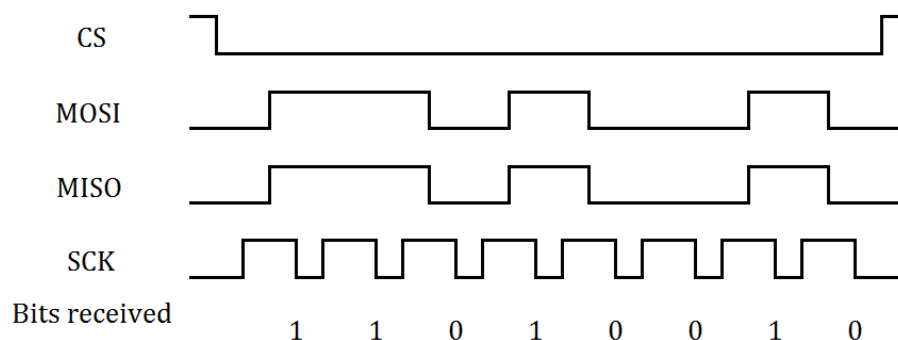


Figura 2.22 – Exemplo da transmissão de um ‘Ê’ por SPI [27].

O I<sup>2</sup>C é um protocolo de comunicação desenvolvido pela *Philips Semicondutores*, que utiliza dois pinos para comunicação entre um dispositivo mestre e um escravo. Estes pinos designam-se por:

- *Serial Clock* (SCL)
- *Serial Data* (SDA)

É atribuído a cada dispositivo escravo um endereço configurável para comunicar com o dispositivo mestre (Figura 2.23). As linhas estabelecidas por SCL e SDA são bidirecionais e devem ser mantidas no nível lógico alto para permitir o envio e receção de dados, por essa razão se recomenda a utilização de resistências *pull-up* [25].

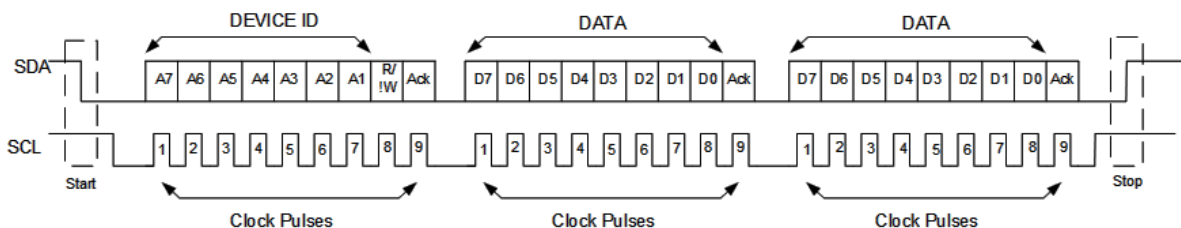


Figura 2.23 – Exemplo de uma transmissão por I<sup>2</sup>C [28].

Comparando os dois tipos de comunicação, SPI e I<sup>2</sup>C, a comunicação I<sup>2</sup>C torna-se vantajosa devido à utilização de apenas dois pinos, no entanto, não é tão rápida quanto a comunicação

SPI. Em casos onde o barramento I<sup>2</sup>C contenha muitos dispositivos essa limitação de rapidez pode ser significativa e poderá ocorrer um conflito de endereços. Neste caso, em aplicações cujo objetivo seja comunicar a altas velocidades de transmissão e sem comprometer a comunicação com os dispositivos escravos, utiliza-se a comunicação SPI [25].

## 2.6 Estrutura do Sistema Desenvolvido

Tendo em consideração todos os aspetos abordados neste capítulo, no contexto dos sistemas de aquisição de dados, pode agora ser apresentado de forma mais concreta, sob a forma da arquitetura e estrutura do sistema desenvolvido, o objetivo do projeto descrito neste Relatório de Estágio. Assim, pretendeu-se desenvolver um sistema de aquisição de variáveis adicionais para monitorização de motores elétricos seguindo a estrutura do diagrama representado na Figura 2.24.

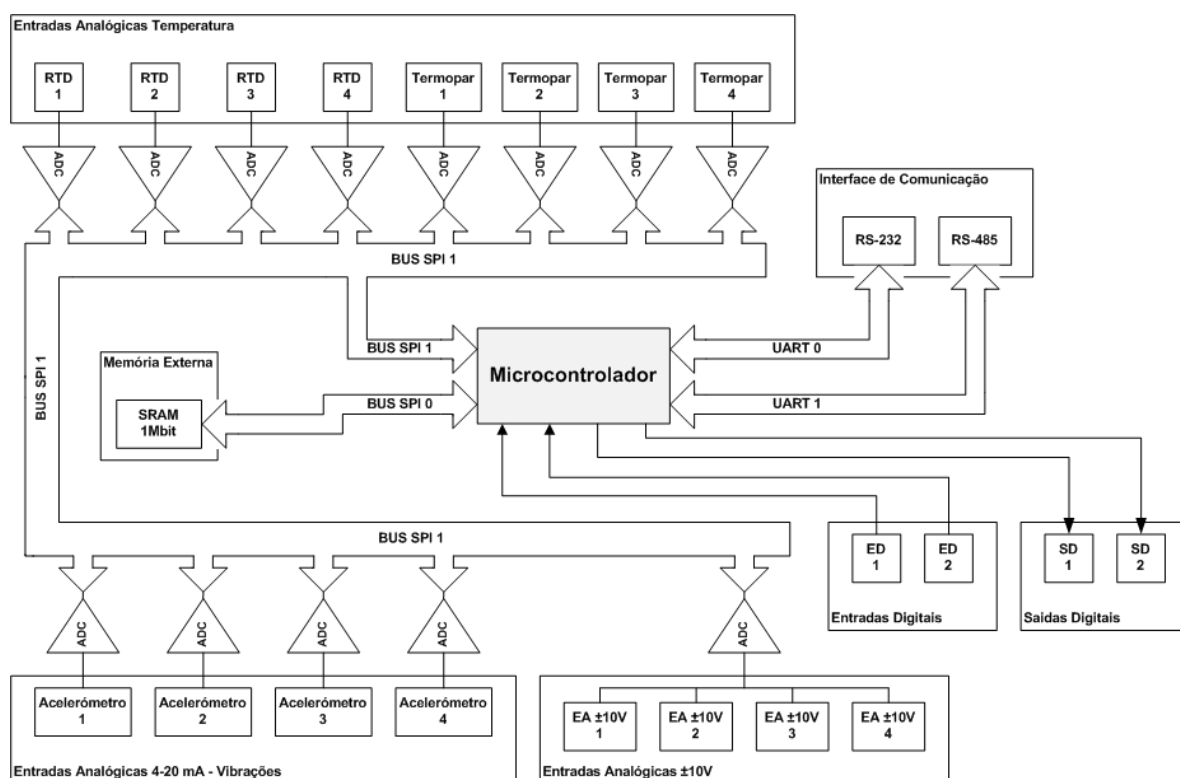


Figura 2.24 – Diagrama geral do sistema de aquisição que se pretende desenvolver.

De acordo com a Figura 2.24, este sistema é constituído por 4 canais para entradas analógicas de temperatura para PT100, 4 canais para entradas analógicas de temperatura para termopar, 4 canais para entradas analógicas de 4-20 mA (vibrações), 4 canais para entradas analógicas de tensão na gama de  $\pm 10$  V, 2 entradas digitais, 2 saídas digitais, memória externa e interfaces de comunicação RS-232 e RS-485.



## 3 Desenvolvimento de *Hardware*

### 3.1 Enquadramento

Este capítulo apresenta todos os módulos constituintes do *hardware* deste projeto desde a alimentação, microcontrolador, entradas analógicas, entradas digitais, saídas digitais, memória externa e comunicação, assim como a escolha dos componentes, os respetivos cálculos e as suas configurações elétricas que permitem as funcionalidades desejadas. O esquemático e a PCB (*Printed Circuit Board*) do *hardware* serão desenhados no *software* *Altium Designer*, pelo que o presente capítulo serão apresentadas apenas algumas partes do esquemático, sendo o esquemático global disponibilizado no Anexo A. Serão ainda apresentados testes experimentais de cada módulo de forma a consolidar a sua descrição teórica e a aplicação prática. Uma vez que este projeto é desenvolvido numa empresa existem informações que devem ser mantidas em sigilo, nomeadamente os nomes e modelos dos componentes escolhidos, como também a BOM (*Bill Of Materials*) e o desenho da PCB. A Figura 3.1 representa todos os circuitos instalados em *bread-board*, que serão utilizados no decorrer deste capítulo com o objetivo de consolidar a análise teórica com uma demonstração prática.

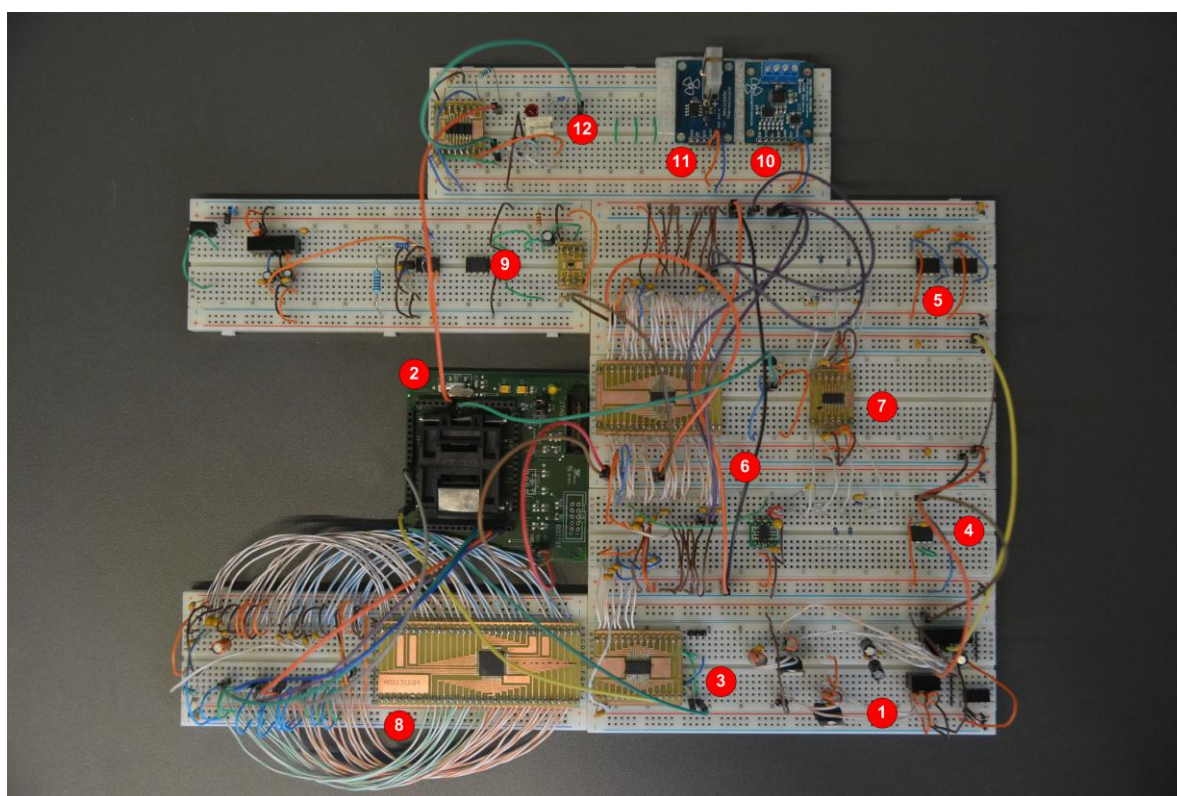


Figura 3.1 – Circuitos individuais instalados em *bread-board*.

Os números que se encontram na Figura 3.1 permitem identificar os vários circuitos que foram testados na implementação deste projeto de *hardware*. De forma a permitir a identificação mais perceptível de cada circuito, a Tabela 3.1 apresenta uma legenda da Figura 3.1.

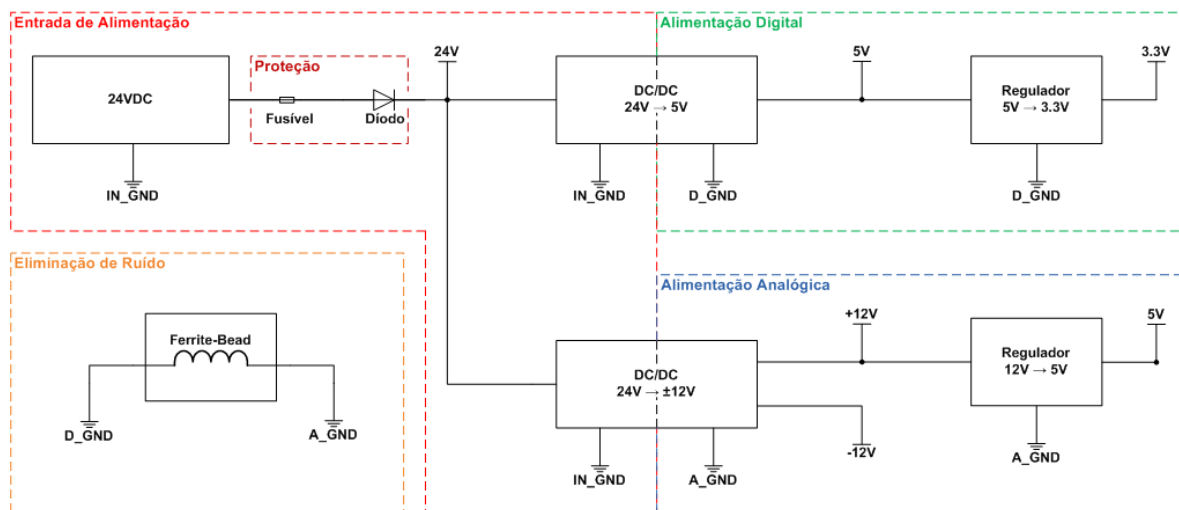


Tabela 3.1 – Legenda dos circuitos apresentados na Figura 3.1.

1	Circuitos de alimentação	7	Condicionamento de entradas analógicas de $\pm 10$ V
2	Microcontrolador	8	ADC de entradas analógicas de 4-20 mA (vibrações)
3	Comunicação RS-232	9	Condicionamento de entradas analógicas de 4-20 mA
4	Comunicação RS-485	10	ADC de entradas analógicas de PT100
5	SRAM (256 kbit ( <i>kilobit</i> ) e 1 Mbit ( <i>megabit</i> ))	11	ADC de entradas analógicas de Termopar
6	ADC de entradas analógicas de $\pm 10$ V	12	Entradas e saídas digitais

### 3.2 Alimentação

Nas instalações industriais a alimentação mais estabelecida é de 24 V DC (*Direct Current*). Neste tipo de instalações é necessária uma boa resposta no que respeita à filtragem de ruído e às flutuações de tensão ou até mesmo de frequência, pelo que foram selecionados componentes que garantem essas exigências. Considerando estes pressupostos, o *hardware* a desenvolver será alimentado a 24 V DC. Contudo serão necessários vários níveis de tensão para alimentar os diversos componentes, o que implica a existência de blocos de conversão de tensão, tal como indica o diagrama representado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Diagrama geral da alimentação do *hardware*.

A alimentação divide-se em quatro blocos: entrada de alimentação, proteção, alimentação digital, alimentação analógica e minimização de ruído. A entrada de alimentação é precisamente a alimentação geral do *hardware* a 24 V DC. A alimentação digital representa a secção da alimentação responsável por alimentar todos os circuitos do tipo digital, nomeadamente: o microcontrolador, a memória externa, o sensor de temperatura ambiente, os LEDs e a parte digital dos ADCs. A alimentação analógica representa a secção da alimentação responsável por alimentar todos os circuitos do tipo analógico, nomeadamente: os amplificadores operacionais, a parte analógica dos ADCs, os relés e os acelerómetros.



O bloco de eliminação de ruído consiste na utilização de uma *ferrite-bead* com o objetivo de bloquear a condução das altas frequências de ruído dos circuitos digitais para os circuitos analógicos. No gráfico da Figura 3.3, está representada a curva característica da impedância da *ferrite-bead* utilizada. Observando o gráfico verifica-se que a impedância é elevada para frequências de ruído elevadas, por exemplo entre os 100 MHz (*megahertz*) e os 1000 MHz.

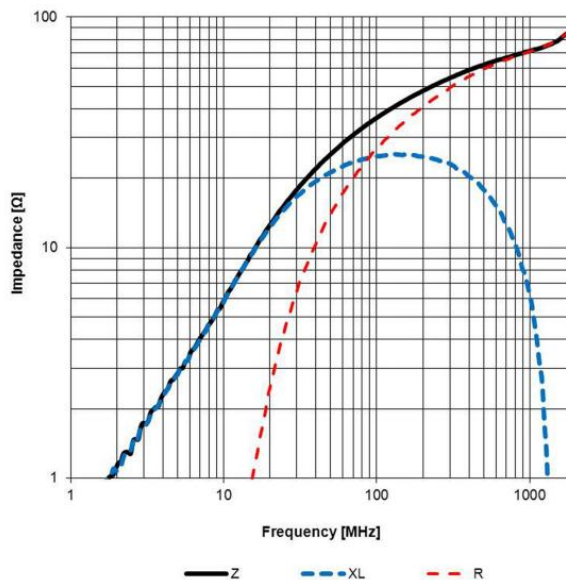


Figura 3.3 – Curva característica da impedância da *ferrite-bead* [29].

A Tabela 3.2 representa os consumos medidos de todos os circuitos analógicos e digitais que serão utilizados como referência na seleção dos conversores DC/DC e respetivos reguladores, como também no dimensionamento do fusível e díodo de proteção do *hardware*.

Tabela 3.2 – Consumos dos circuitos analógicos e digitais obtidos na fase experimental.

Circuitos	Consumo [mA]
Analógicos	160
Digitais	80

No bloco de alimentação digital os 24 V DC são convertidos através de um conversor DC/DC numa tensão de 5 V que, posteriormente, serão convertidos através de um regulador de tensão para 3.3 V. O conversor DC/DC é isolado a 1 kV e apresenta uma potência máxima na sua saída de 1 W (*watt*), ou seja, tem capacidade de fornecer corrente até 200 mA. O regulador de tensão apresenta uma baixa tensão *dropout* (450 mV (*milivolt*)) e permite fazer uma regulação de uma entrada de tensão variável entre 3 V e 16 V para uma saída de tensão fixa de 3.3 V e tem capacidade de fornecer corrente até 500 mA. No bloco de alimentação analógica os 24 V DC são convertidos através de um conversor DC/DC numa tensão de  $\pm 12$  V e, posteriormente, a tensão de + 12 V é convertida através de um regulador de tensão numa tensão de 5 V. O conversor DC/DC é isolado a 1.5 kV, apresenta uma potência máxima na sua saída de 6 W, ou seja, tem capacidade de fornecer corrente até  $\pm 250$  mA. O regulador de tensão apresenta uma baixa tensão *dropout* (450 mV) e permite fazer uma regulação de uma entrada de tensão variável entre 7 V e 17 V para uma saída de tensão fixa de 5 V e com capacidade de fornecer corrente até 1 A. O conversor DC/DC do bloco digital para conseguir fornecer uma corrente de 200 mA terá de consumir cerca de 48 mA e o conversor DC/DC do

bloco analógico para conseguir fornecer uma corrente de  $\pm 250$  mA terá de consumir uma corrente de cerca 151 mA. Deste modo, para proteger os circuitos contra sobreintensidades utiliza-se um fusível de 500 mA e para proteger os circuitos contra a troca de polaridades utiliza-se um díodo com o máximo de tensão inversa de 50 V e uma corrente direta de 1 A (*ampere*). O circuito elétrico da alimentação está representado no Anexo A.2.

### 3.3 Microcontrolador

No início do projeto, com base nos periféricos a controlar e nas funcionalidades a implementar definiu-se que seria necessário um microcontrolador com as seguintes características: ter no mínimo 33 GPIOs, velocidade de processamento média, ter 2 canais de SPI em que um deles seria dedicado à memória externa e outro aos ADC, ter 2 canais de UART em que um deles seria dedicado ao RS-232 e o outro ao RS-485 e ter, pelo menos, um temporizador para controlar a taxa de amostragem pretendida em cada variável. No entanto, era extremamente difícil de prever as capacidades de memória, pelo que se optou por seleccionar microcontroladores com capacidades de memória não-volátil e RAM intermédias. Tendo em consideração as necessidades referidas, foi escolhido um microcontrolador constituído por uma CPU (*Central Processing Unit*) RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) de 16 *bits*, frequência de funcionamento de 16 MHz, 60.256 kB (*kilobyte*) de memória não-volátil, 2 kB de memória RAM, 48 GPIOs, 2 canais de SPI, 2 canais de UART, 2 temporizadores de 16 *bits* e ainda a possibilidade de configuração de modos de funcionamento com baixo consumo energético. A configuração destes modos de funcionamento é realizada através de registos específicos para o efeito e os modos existentes são nomeadamente: ativo (270 mA), espera (0.3 mA) e repouso (0.1 mA).

Para que seja possível funcionar à velocidade máxima, o microcontrolador tem associado um cristal de 16 MHz. Cada cristal apresenta um parâmetro designado por estabilidade de frequência que é quantificado em ppm (partes por milhão). A estabilidade de frequência traduz o quanto o cristal se poderá desviar em relação à sua frequência nominal, o que significa que para uma maior exatidão no valor da frequência, menor deverá ser esse desvio. No presente caso, o cristal usado é de 20 ppm, o que nos indica que o seu valor de frequência estará entre 15999.68 kHz (*kilohertz*) e 16000.32 kHz.

Tal como no Anexo A.3, a Figura 3.4 representa a configuração elétrica do microcontrolador, assim como a respetiva organização dos pinos que interligam os diferentes periféricos. A configuração elétrica do cristal consiste numa ressonância paralela através da colocação de dois condensadores em paralelo com valores indicados pelo respetivo fabricante. O sinal do cristal é interligado aos pinos XIN e XOUT do microcontrolador.

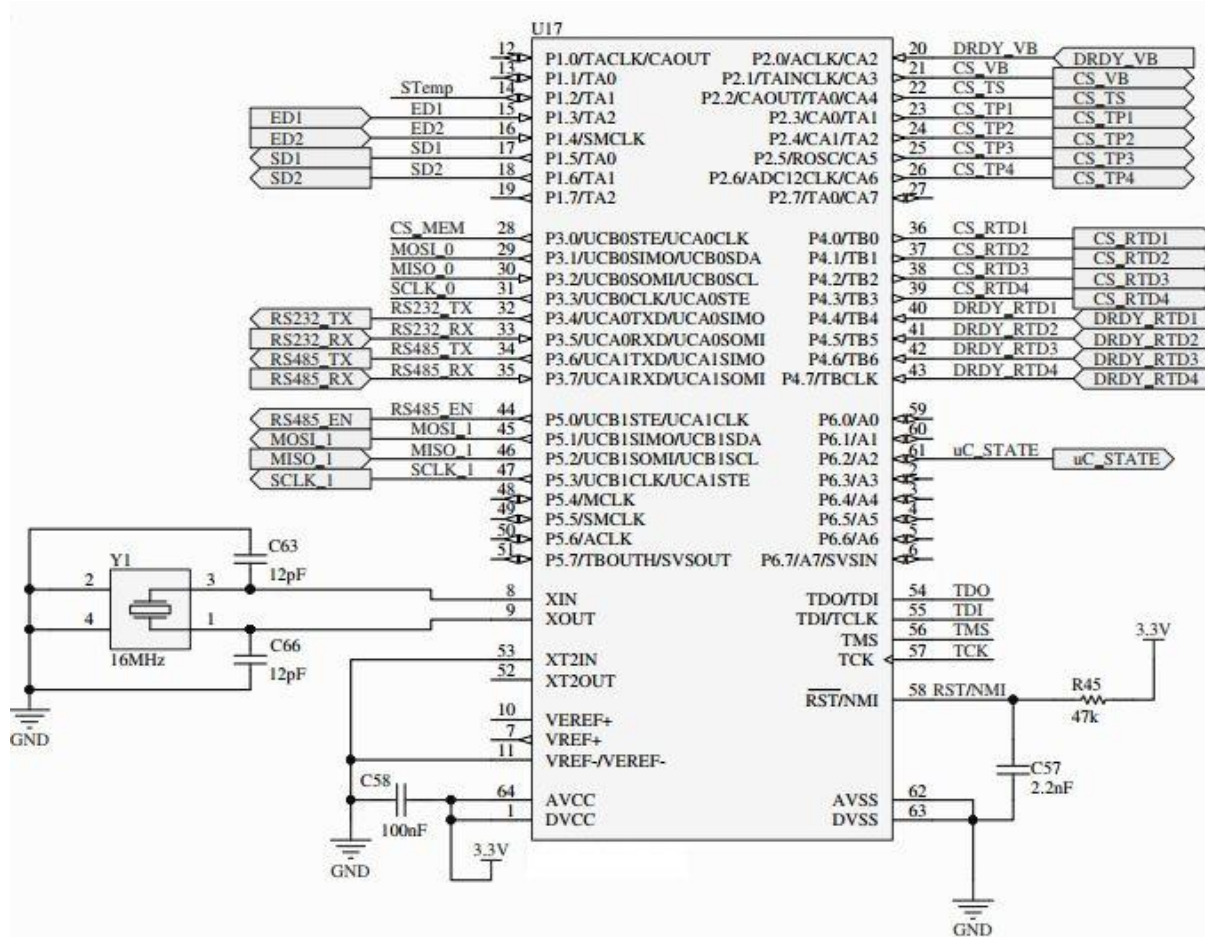


Figura 3.4 – Configuração elétrica do microcontrolador.

Os fabricantes do IC (*Integrated Circuit*) recomendam um condensador de desacoplamento tipicamente de 100 nF (*nano farad*) com o objetivo de reduzir o ruído provocado por outros elementos presentes no circuito elétricos. É precisamente por essa razão que existe um condensador de 100 nF entre a tensão de alimentação do microcontrolador e o GND. O pino RST/NMI representa o pino de RESET e permite ao microcontrolador reinicializar os seus registos. De forma a prevenir um '0' lógico accidental do pino de RESET, este deve ser ativo por um nível lógico baixo e por essa razão é ligado através de uma resistência de *pull-up* à tensão de alimentação. O microcontrolador interage com os diversos periféricos através dos pinos que contêm *labels*, sendo os restantes não utilizados, tal como representado na Figura 3.4. É também de salientar que os pinos TDO, TDI, TMS, TCK são responsáveis pelo procedimento de programação do microcontrolador e estarão ligados ao terminal KE1.

### 3.4 Entradas Analógicas de PT100

Uma PT100 é um tipo de RTD (*Resistance Temperature Detector*) que consiste num dispositivo que permite medir a temperatura ambiente, através da relação entre a resistência elétrica de um material e a sua temperatura. Neste projeto serão projetadas entradas analógicas para PT100 de 2, 3 e 4 fios, uma vez, que é um sensor bastante utilizado na medição da temperatura dos motores elétricos. A existência de 2 ou mais fios por PT100 deve-se sobretudo às limitações de distância entre a PT100 e o dispositivo recetor. Uma vez que a resistência aumenta com o aumento do comprimento do cabo, torna-se necessário

compensar o valor da resistência diminuindo o erro de medição e, nesse caso, a compensação é feita adicionando fios de compensação à PT100. Tipicamente, para uma PT100 de 2 fios os erros são desprezáveis quando o comprimento do cabo é inferior a 2 m, pelo que quando se pretende dados precisos a distâncias maiores recorre-se a PT100 de 3 ou mais fios [30]. A Figura 3.5 representa o esquema elétrico *standard* de uma PT100 de 2, 3 e 4 fios.

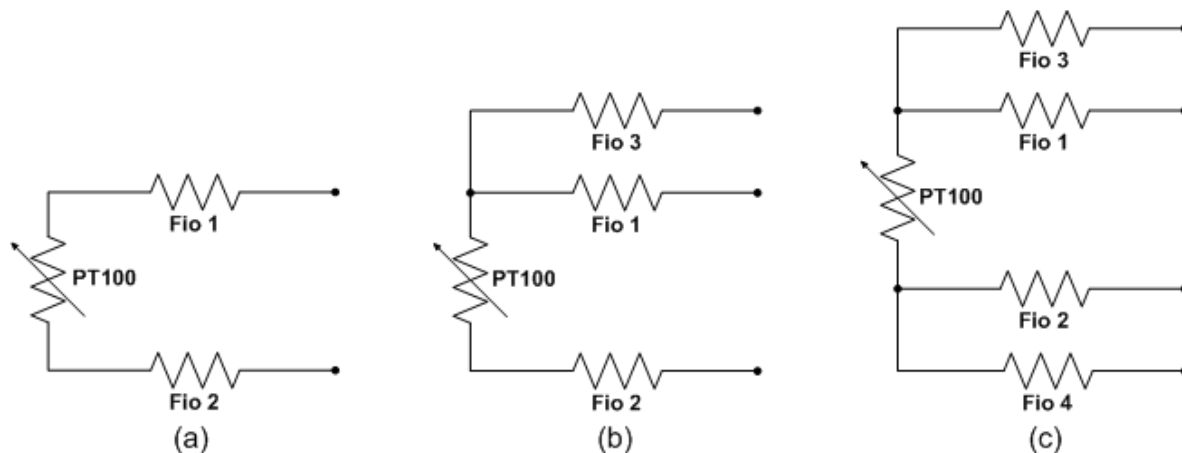


Figura 3.5 – Esquema elétrico de uma PT100: (a) 2 fios, (b) 3 fios e (c) 4 fios.

Devido à possibilidade de existência de erro nas medições de temperatura por consequência da variação de resistência, cada PT100 será ligada diretamente a um ADC específico. É um ADC com sistema *delta-sigma*, entradas protegidas contra sobretensões até  $\pm 45$  V, de 15 *bits* de resolução, taxa de conversão até 60 sps (*samples per second*), com uma precisão de 0.5 °C (grau Celsius), com interface SPI e com a capacidade de detecção programável de falhas como circuito aberto ou curto-circuito. A Figura 3.6 representa a configuração elétrica deste ADC para receber o sinal de uma PT100 de 2, 3 ou 4 fios. Do mesmo modo, o esquema elétrico das entradas analógicas de PT100 pode ser consultado no Anexo A.4.

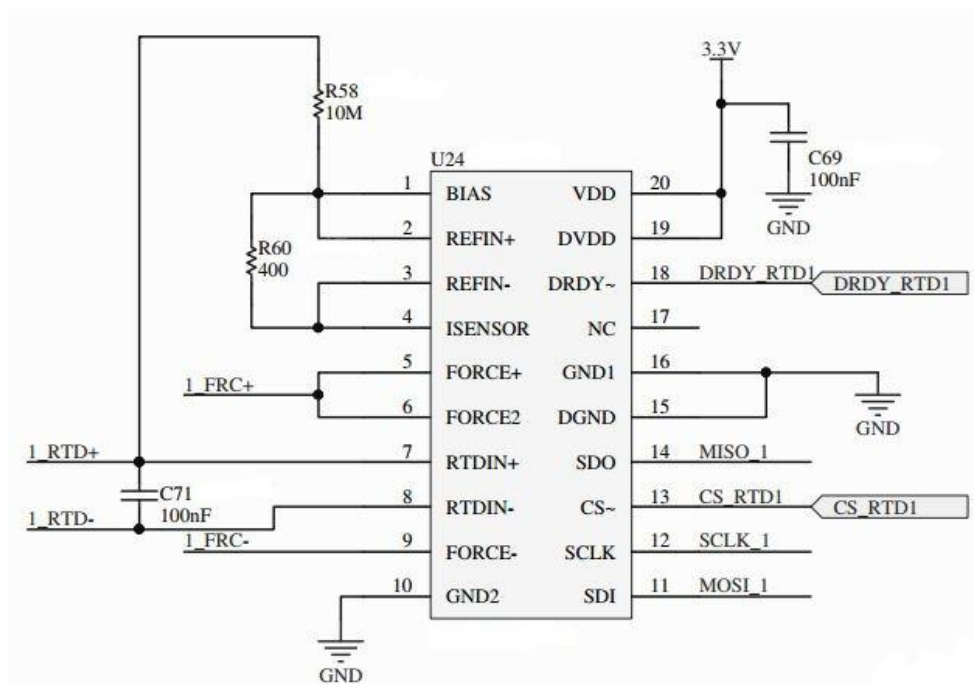


Figura 3.6 – Configuração elétrica do ADC para a receção de uma PT100.

De acordo com recomendações do fabricante o valor de  $R_{60}$  (resistência de referência) que está entre os pinos REFIN+ e REFIN- deve ser quatro vezes a resistência da RTD a 0 °C, o que para este caso, como se pretende utilizar PT100, o valor de  $R_{60}$  deverá ser 400  $\Omega$  e o condensador que está ligado aos pinos RTDIN+ e RTDIN- deverá ser de 100 nF. A ligação de uma PT100 ao ADC depende do número de fios que possui e segue a configuração representada na Figura 3.7.

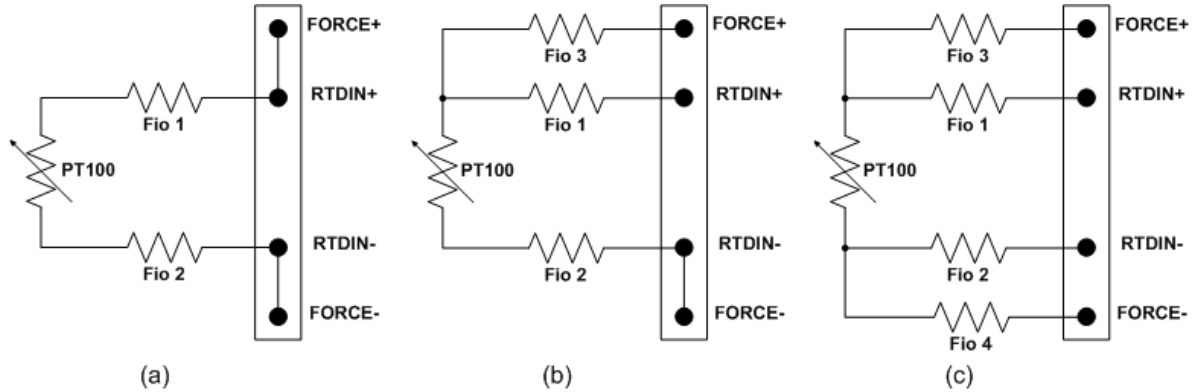


Figura 3.7 – Configuração das ligações ao ADC da PT100: (a) 2 fios, (b) 3 fios e (d) 4 fios.

Tendo em consideração o circuito elétrico da Figura 3.6 e as ligações da Figura 3.7, a estratégia de medição de uma RTD consiste na passagem de uma pequena corrente através dos pinos FORCE+ e FORCE-, conhecida pelo ADC que, por sua vez, é multiplicada pela tensão diferencial medida nos pinos RTDIN+ e RTDIN- resultando o valor da resistência da RTD. Por sua vez, o valor convertido pelo ADC será a razão entre o valor da resistência da RTD e o valor de  $R_{60}$ . Por outro lado, a tensão de referência do ADC é a tensão aos terminais de  $R_{60}$ . De acordo com a equação de *Callendar-Van Dusen* (3.1) é possível estabelecer uma relação entre a resistência de uma RTD e a temperatura.

$$R(T) = R_0 \times \left[ 1 + A \times T + B \times T^2 + (T - 100) \times C \times T^3 \right] \quad (3.1)$$

Onde,

T - Temperatura (°C)

R(T) - Resistência à temperatura T

$R_0$  - Resistência quando T = 0 °C

De acordo com a norma IEC 751 e segundo os coeficientes estabelecidos por *Callendar-Van Dusen* para  $\alpha = 0.00385055$  obtêm-se:

$$A = 3.90830 \times 10^{-3}$$

$$B = -5.77500 \times 10^{-7}$$

$$C = -4.18301 \times 10^{-12} \rightarrow -200^\circ\text{C} \leq T \leq 0^\circ\text{C}$$

$$C = 0 \rightarrow 0^\circ\text{C} \leq T \leq +850^\circ\text{C}$$

Através da equação (3.1) constroem-se tabelas semelhantes à tabela no Anexo B [31] que permitem relacionar a temperatura com a resistência da PT100 [32]. Como descrito anteriormente, o valor convertido pelo ADC é a razão da resistência da RTD com a resistência de referência. A Tabela 3.3 demonstra a relação existente entre a temperatura e o código que é gerado depois de uma conversão do ADC.

Tabela 3.3 – Relação existente entre temperatura,  $R_{PT100}$ , razão  $R_{RTD}/R_{Referência}$  e o código gerado pelo ADC.

Temperatura [°C]	$R_{PT100}$ [ $\Omega$ ]	$R_{RTD}/R_{Referência}$	Código <sub>ADC</sub> [DEC]
-200	18,52	0,0463	1517
-150	39,72	0,0993	3254
-100	60,26	0,1506	4936
-50	80,31	0,2008	6579
0	100,00	0,2500	8192
50	119,40	0,2985	9781
100	138,51	0,3463	11346
150	157,33	0,3933	12888
200	175,86	0,4396	14406
250	194,10	0,4852	15901
300	212,05	0,5301	17371
350	229,72	0,5743	18818
400	247,09	0,6177	20242
450	264,18	0,6604	21642
500	280,98	0,7024	23018
550	297,49	0,7437	24370
600	313,71	0,7843	25699
650	329,64	0,8241	27004

Deste modo, utilizando a equação de *Callendar-Van Dusen* e os respetivos coeficientes, para temperaturas iguais ou superiores a 0 °C, vem:

$$T[°C] = \frac{-R_0 \times A + \sqrt{R_0^2 \times A^2 - 4 \times R_0 \times B \times (R_0 - R_T)}}{2 \times R_0 \times B} \quad (3.2)$$

Uma vez que a relação  $R_{RTD}/R_{Referência}$ ,  $R_{RTD} = R_T$  e  $R_{Referência} = 400 \Omega$ , obtém-se a expressão:

$$\frac{R_T}{R_{Referência}} = \frac{Dados}{32767} \Leftrightarrow R_T = \frac{Dados}{32767} \times 400 \quad (3.3)$$

Assim, substituindo na equação de *Callendar-Van Dusen* a variável  $R_T$  pela sua dedução, podemos obter as temperaturas positivas da seguinte forma:

$$T[°C] = \frac{-R_0 \times A + \sqrt{R_0^2 \times A^2 - 4 \times R_0 \times B \times \left( R_0 - \frac{Dados}{32767} \times 400 \right)}}{2 \times R_0 \times B} \rightarrow Dados \geq 8192 \quad (3.4)$$

Para temperaturas inferiores a 0 °C, a equação de *Callendar-Van Dusen* torna-se demasiado complexa, pelo que optou por fazer uma aproximação dos valores de temperatura através da definição de uma regressão polinomial com o auxílio da tabela do Anexo B e que está de acordo com o gráfico da Figura 3.8.

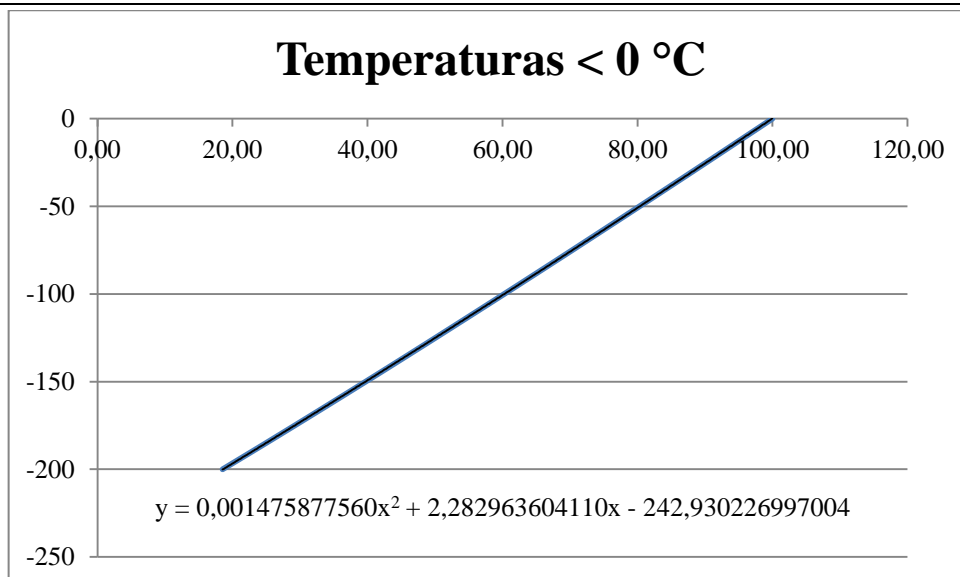


Figura 3.8 – Gráfico da temperatura (< 0 °C) em função da resistência da PT100.

As variáveis  $x$  e  $y$  são, respetivamente, a variável  $R_T$  e a temperatura. Assim, atribuindo às variáveis  $a$ ,  $b$  e  $c$  os seguintes valores:

$$a = 0.0014147587560$$

$$b = 2.2822963604110$$

$$c = 242.930226997004$$

Deste modo é possível calcular as temperaturas negativas através da expressão:

$$T[^\circ\text{C}] = a \times \left( \frac{\text{Dados}}{32767} \times 400 \right)^2 + b \times \left( \frac{\text{Dados}}{32767} \times 400 \right) - c \rightarrow \text{Dados} < 8192 \quad (3.5)$$

A interface SPI entre o ADC e o microcontrolador é implementada através dos pinos SDO, SDI, CS e SCLK e deve ser configurada da seguinte forma: sinal de *clock* SCLK até 5 MHz com a sua polaridade a '1' e a fase a '0', o microcontrolador desempenha a função de mestre e o ADC a função de escravo e a transferência é de 8 *bits* de dados, onde o *bit* MSB (*Most Significant Bit*) é transmitido primeiro. Os pinos SDO e SDI serão, a partir deste momento, designados de MISO e MOSI, respetivamente. O pino DRDY permite sinalizar a disponibilidade de uma nova amostra a cada transição de '1' para '0'. Como resultado de uma conversão do ADC ficam disponíveis vários tipos de informação como:

- Configuração da RTD – representa a presente configuração do ADC;
- RTD MSB e RTD LSB – representam o valor da digitalização da razão  $R_{\text{RTD}}/R_{\text{Referência}}$ , que nos permite saber a temperatura;
- Falhas de limiar alto – representam as falhas relativas a curto-circuito da RTD;
- Falhas de limiar baixo – representam as falhas relativas a circuito aberto da RTD;
- Estado de falhas – representa o estado de cada tipo de falhas.

Depois de uma conversão, para aceder a cada tipo de dados tem de se enviar o respetivo endereço. A Figura 3.9 representa a informação que resulta de uma conversão e os seus respetivos endereços.

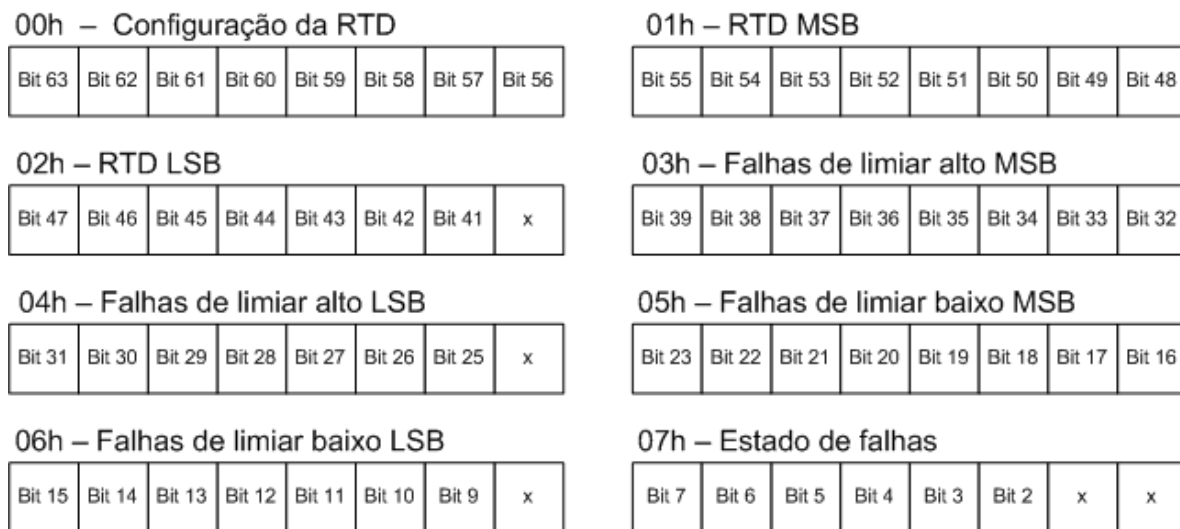


Figura 3.9 – Informação resultante de uma conversão pelo ADC.

Os *bits* que se encontram com ‘x’ na Figura 3.9 não contêm informação útil e são colocados a ‘0’. No presente projeto serão apenas utilizados os dados dos quais vai resultar o valor da temperatura, sendo os restantes dados descartados. Quando o ADC é alimentado, torna-se necessário configurá-lo de acordo com o tipo de RTD que se vai utilizar, observando a Figura 3.10, o microcontrolador efetua a transição do sinal CS para ‘0’ para enviar através do sinal MOSI o endereço de escrita, seguido do registo de configuração da respetiva RTD, terminando com transição para ‘1’ do sinal CS.

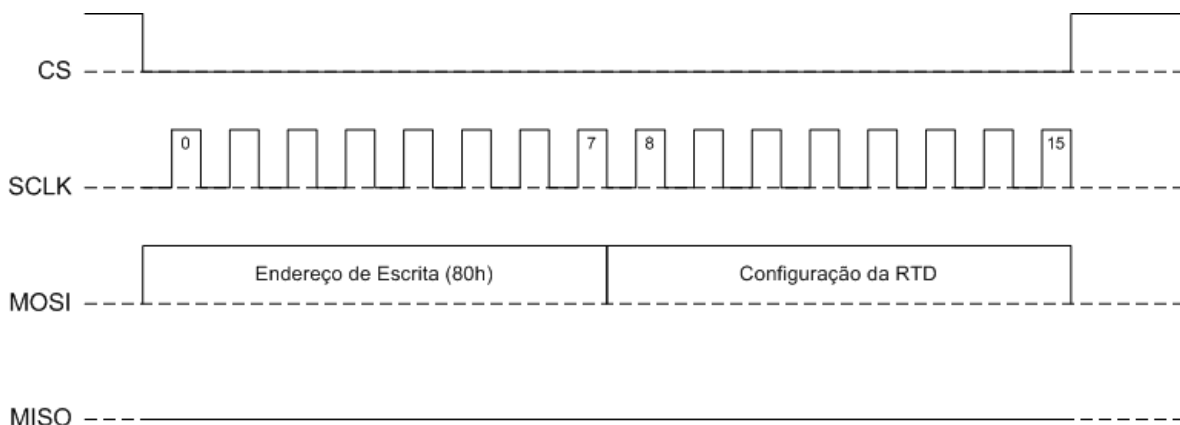


Figura 3.10 – Envio da configuração da RTD para o ADC através do sinal MISO.

Neste registo de configuração poderão ser seleccionadas opções como: modo *standby*, modo de conversão, número de fios da RTD, deteção de falhas e taxa de conversão de 50/60 Hz (*hertz*). A Figura 3.11 ilustra a receção de uma conversão de dados do ADC, onde o microcontrolador espera uma transição de ‘1’ para ‘0’ do pino DRDY. De seguida, efetua uma transição para ‘0’ do sinal CS para enviar através do sinal MOSI o endereço de leitura 01h, recebendo os dados MSB da RTD através da MISO e termina a transferência transitando o sinal CS para ‘1’. Para receber os dados LSB (*Least Significant Bit*) da RTD segue-se o mesmo processo mas em vez de enviar o endereço 01h, envia-se o endereço 02h (Figura 3.11).



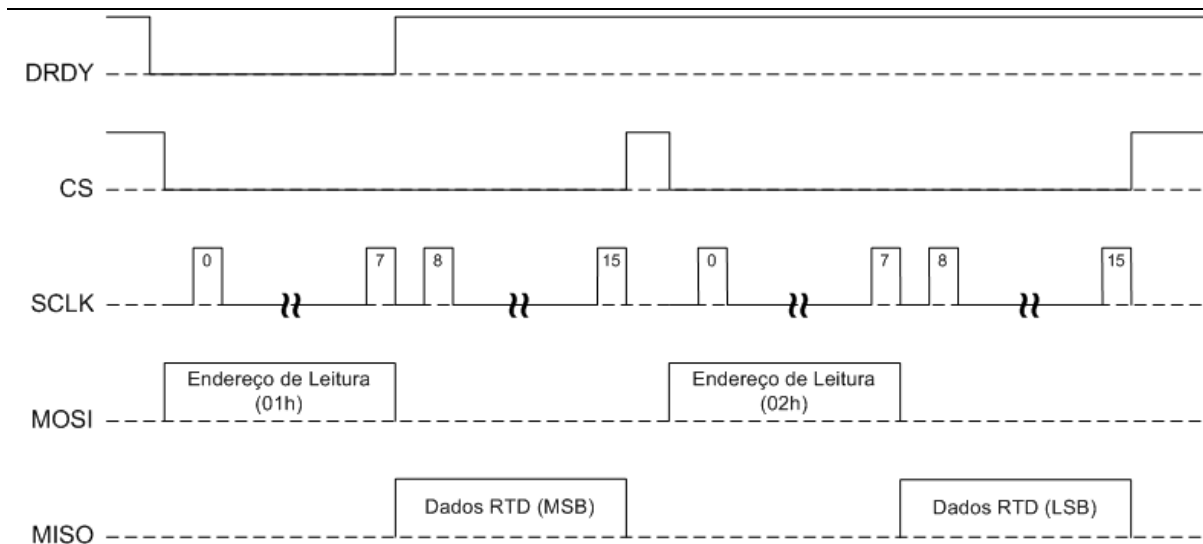


Figura 3.11 – Recepção de uma conversão de dados do ADC.

Observando a Figura 3.9, que contém a informação resultante de uma conversão pelo ADC, notamos através da Figura 3.11, que apesar de se receber 16 *bits* de informação apenas os 15 *bits* MSB contêm o valor que vai ser utilizado no cálculo da temperatura tendo, no entanto, de descartar o primeiro *bit*. Deste modo, para extrair apenas os 15 *bits* MSB dos 2 *bytes* é efetuado um cálculo de acordo com a seguinte expressão:

$$Dados[15\text{ bits}] = Byte_{MSB} \times 2^{8-1} + \frac{Byte_{LSB}}{\left(\frac{256}{2^{8-1}}\right)} = Byte_{MSB} \times 128 + \frac{Byte_{LSB}}{2} \quad (3.6)$$

Para demonstrar o funcionamento do ADC e verificar as opções de projeto descritas anteriormente elaborou-se um teste experimental utilizando uma PT100 de 4 fios e configurou-se a interface SPI de acordo com o descrito anteriormente, mas com a frequência de SCLK a 4 MHz. Assim sendo, antes de iniciar qualquer conversão é necessário configurar o ADC para a respetiva RTD, que neste caso é uma PT100 de 4 fios.

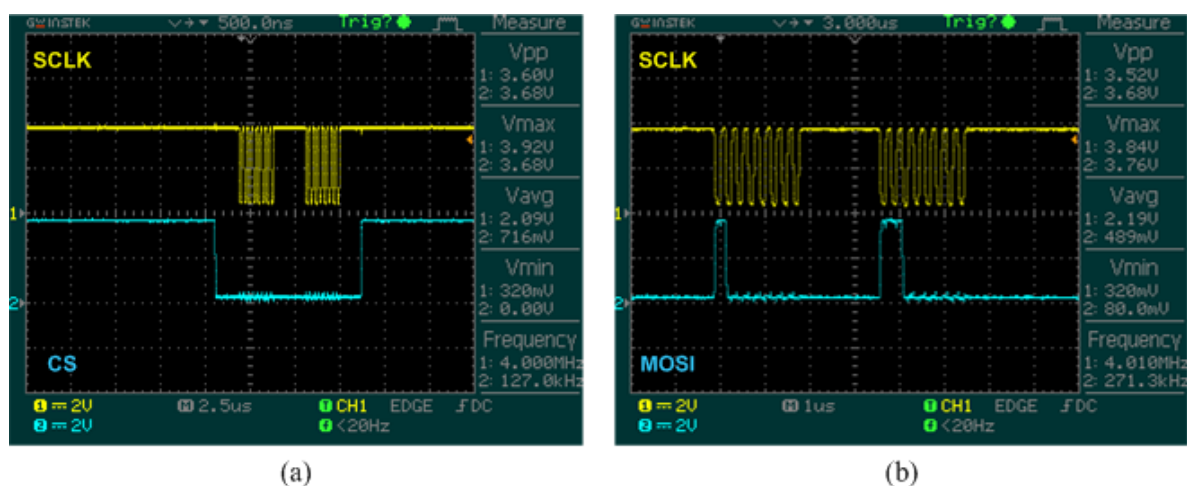


Figura 3.12 – Configuração do ADC para a PT100.

Observando a Figura 3.12 (a) inicia-se a comunicação com o ADC ativando uma transição do sinal CS para '0' e mantendo-o nesse estado até finalizar o envio da configuração. A Figura 3.12 (b) representa o envio pelo sinal MOSI do endereço de escrita 80h seguido do

modo de configuração C0h para o ADC. Uma vez configurado o ADC basta estar com atenção ao sinal de DRDY que efetua uma transição para ‘0’ sempre que se conclui uma conversão e efetua a transição para ‘1’ quando os primeiros dados começam a ser transferidos para o microcontrolador.

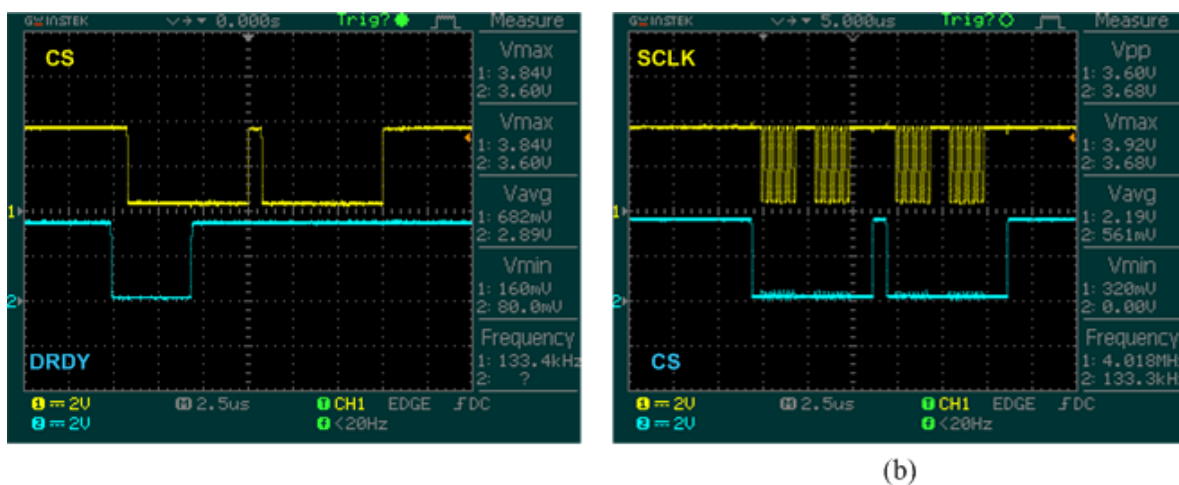


Figura 3.13 – Momento em que o ADC disponibiliza uma amostra.

A Figura 3.13 (a) representa o momento em que procede à transferência da amostra disponibilizada pelo ADC e a Figura 3.13 (b) demonstra que para fazer a transferência dos dados da RTD (MSB e LSB) o sinal CS deve fazer a transição para ‘0’, invertendo este procedimento no final de cada transferência. Observando a Figura 3.13 (a) o sinal DRDY faz a transição para ‘1’ quando o ADC começa a transferir os dados da RTD (MSB).

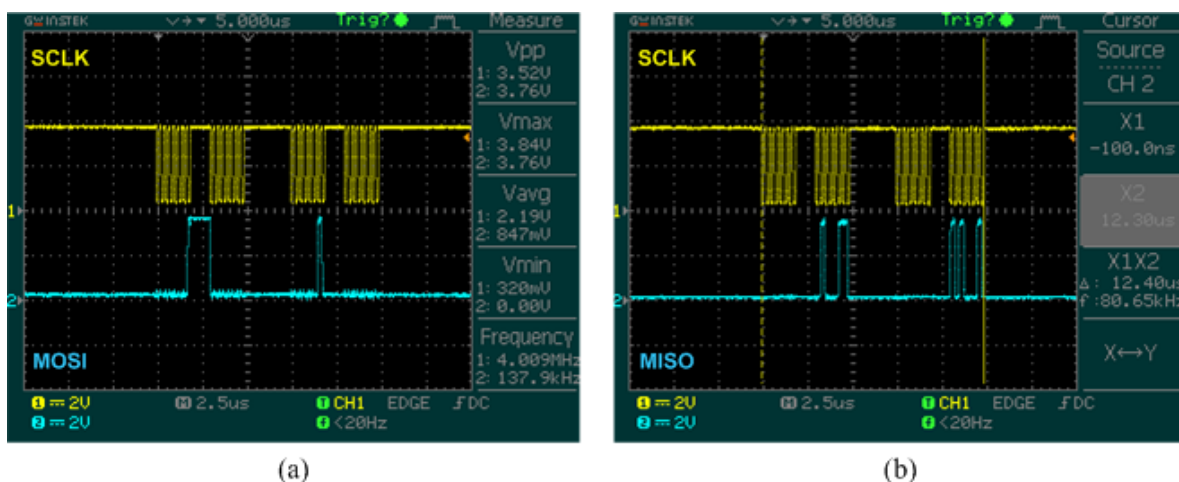


Figura 3.14 – Transferência da amostra convertida para o microcontrolador.

A Figura 3.14 (a) representa o envio pelo sinal MOSI dos endereços de leitura 01h e 02h para o ADC a requerer a transferência de uma amostra MSB e LSB, respetivamente. Na Figura 3.14 (b) pode-se observar que assim que são enviados os endereços de leitura, são recebidos pelo microcontrolador, através do sinal MISO, os dados MSB e LSB referentes ao valor da amostra convertida. Estes dados são guardados nas posições 1 e 2 de um vetor de resultados que se encontra representado na Figura 3.15 (a). Analisando o vetor de resultados juntamente com o esquema apresentado na Figura 3.15 (b), a informação correspondente ao valor da amostra convertida está contida nos últimos 15 *bits* de dados, descartando assim o primeiro *bit*.

Watch 1		
Expression	Value	Location
ARRAY	<array>	Memory:
[0]	0	Memory:
[1]	0	Memory:
[2]	70	Memory:
[3]	162	Memory:
[4]	0	Memory:
[5]	0	Memory:
[6]	0	Memory:
[7]	0	Memory:
[8]	0	Memory:
[9]	0	Memory:

(a)



(b)

Figura 3.15 – (a) Vetor de resultados da conversão da PT100, (b) Disposição dos dados.

Utilizando a expressão (3.6) para extrair os 15 *bits* MSB, vem:

$$Dados[15\text{ bits}] = 70 \times 128 + \frac{162}{2} = 9041$$

$$Dados[15\text{ bits}] = 70 \times 128 + \frac{162}{2} = 9041$$

Calculando a temperatura através da expressão (3.4):

$$T = \frac{-100 \times 3.90830 \times 10^{-3} + \sqrt{100^2 \times (3.90830 \times 10^{-3})^2 - 4 \times 100 \times (-5.77500 \times 10^{-7})} \times \left(100 - \frac{9041}{32767} \times 400\right)}{2 \times 100 \times (-5.77500 \times 10^{-7})}$$

$$\Leftrightarrow T = 26.63^\circ\text{C}$$

De acordo com os cálculos realizados, a PT100 apresenta uma medição da temperatura ambiente de 26.63 °C. Tendo em consideração a abordagem realizada neste subcapítulo e que a temperatura é uma variável de variação lenta, definiu-se que para cada canal das entradas analógicas de PT100, será convertida uma amostra por segundo durante um período de 15 minutos, o que perfaz uma aquisição de 900 amostras.

### 3.5 Entradas Analógicas de Termopares

Um termopar é constituído por dois condutores metálicos diferentes designados por termoelementos, que são unidos numa das extremidades, a qual se designa por junção de medida. Quando esta junção é exposta a uma variação da temperatura ambiente é criada uma FEM (Força Eletromotriz), estabelecendo-se uma relação entre as duas grandezas. Existem tabelas fornecidas pelos fabricantes definindo esta relação para cada tipo de termopar, relacionando a FEM criada em função da temperatura [33]. A Figura 3.16 representa um esquema genérico de um termopar.

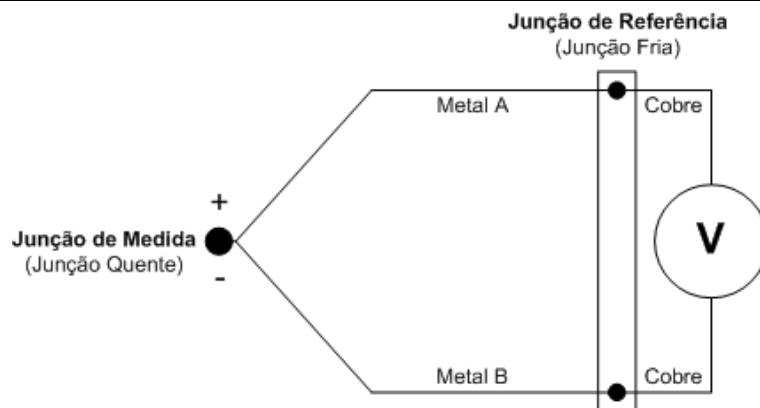


Figura 3.16 – Esquema genérico de um termopar.

Neste caso, os termopares utilizados serão do tipo K constituídos pelos termoelementos *cromel* e *alumel*. Deste modo foi escolhido um ADC específico para acondicionar e converter sinais analógicos de termopares do tipo K, com 14 *bits* de resolução, taxa de conversão até 14 sps, 0.25 °C de precisão, permitindo medições entre -200 °C e 700 °C, com interface SPI e com a capacidade de detecção de falhas de circuito aberto ou curto-circuito. A configuração elétrica deste ADC encontra-se representada na Figura 3.17, em que o esquemático completo das entradas analógicas de termopar pode ser consultado no Anexo A.5. É de salientar que apenas será utilizado um tipo de entradas analógicas de temperatura: PT100 ou termopar. Ou seja, ambos os circuitos estão desenhados na PCB, mas cabe ao cliente decidir que tipo de entradas analógicas de temperatura vai utilizar para se proceder à inserção dos componentes que são utilizados apenas nesse tipo de entradas. Deste modo, o ADC de uma PT100 partilha o seu conector com o ADC de um termopar, de acordo com o esquemático no Anexo A.1.

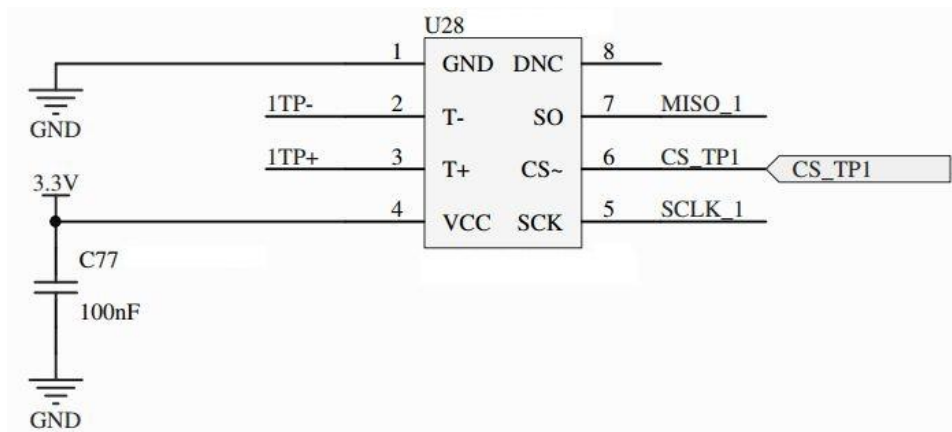


Figura 3.17 – Configuração elétrica do ADC de cada termopar.

Relativamente ao ADC de termopar, este inclui condicionamento de sinal que converte o sinal do termopar numa tensão compatível com o sinal de entrada do ADC. Por outro lado, o circuito interno ao qual estão ligadas as entradas T+ (*cromel*) e T- (*alumel*) reduz o ruído introduzido pelos fios do termopar. Antes de se converter as tensões em temperatura é necessário compensar a diferença entre a junção de referência do termopar e uma referência virtual de 0 °C. Neste caso, para um termopar do tipo K a variação de tensão é de 41.276  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  ao qual se obtém uma aproximação para a característica do termopar através da expressão (3.7):

$$V_{out} = (41.276 \mu\text{V} / ^\circ\text{C}) \times (T_R - T_{AMB}) \quad (3.7)$$

Onde,  $V_{OUT}$  é a tensão de saída do par termoeletrico (mV),  $T_R$  é a temperatura da junção de medida do termopar ( $^{\circ}\text{C}$ ) e  $T_{AMB}$  é a temperatura ambiente do dispositivo ( $^{\circ}\text{C}$ ). A temperatura da junção fria pode variar entre  $-55^{\circ}\text{C}$  e  $+125^{\circ}\text{C}$ . Antes de efetuar uma medição, o dispositivo começa por medir a sua temperatura interna. De seguida, faz a medição da tensão de saída do termopar na junção de referência e converte esse valor para a temperatura do termopar descompensada que, por sua vez, é utilizada pelo dispositivo para calcular a temperatura da junção de medida do termopar. É importante salientar que este ADC é específico para termopares do tipo K devido ao cálculo que é realizado internamente pelo ADC para compensar a junção de referência do termopar onde se utiliza uma variação de  $41.276\text{ uV}/^{\circ}\text{C}$ , valor que difere consoante os tipos de termopares. Se se quisesse utilizar um termopar do tipo J teria de se selecionar um ADC cuja compensação da junção de referência utilizasse a variação de  $57.953\text{ uV}/^{\circ}\text{C}$ , que é a variação associada aos termopares do tipo J.

A interface SPI entre o ADC de um termopar e o microcontrolador é implementada através dos pinos SO, CS e SCK e deve ser configurada da seguinte forma: sinal de *clock* SCLK até 5 MHz com a sua polaridade a '0' e a fase a '1', o microcontrolador desempenha a função de mestre e o ADC a função de escravo e a transferência é de 8 *bits* de dados, onde o *bit* MSB é transmitido primeiro. Os pinos SO e SCK serão, a partir deste momento, designados de MISO e SCLK, respetivamente. O dispositivo inicia o processo de conversão assim que é alimentado, disponibilizando sempre o valor da última amostra convertida. A Figura 3.18 indica como se procede para transferir os dados do ADC para o microcontrolador.

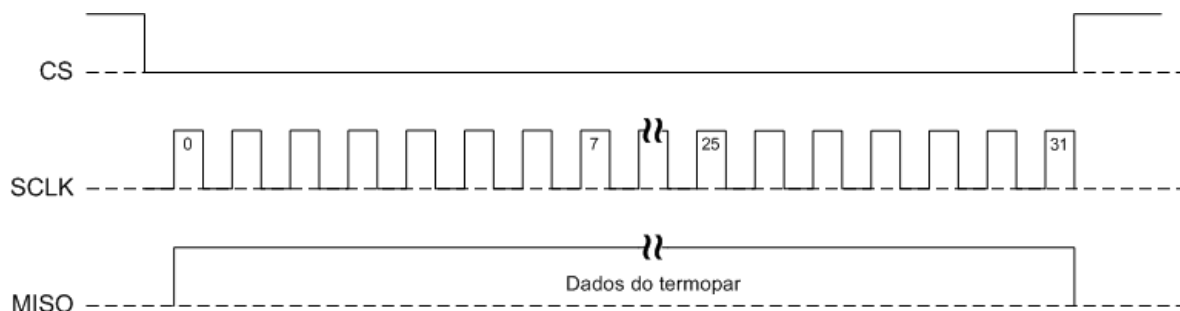


Figura 3.18 – Transferência de uma conversão de dados do ADC de termopar.

Ao transitar o sinal CS para '0' o dispositivo inicia a transferência de uma conversão através do sinal MISO à taxa de transferência SCLK, terminando a transferência com a transição do sinal CS para '1'. O dispositivo gera como resultado 32 *bits* de informação, que estão organizados conforme apresenta a Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Organização da informação na sequência de *bits* resultante de uma conversão.

Dados de temperatura do termopar (14 <i>bits</i> )	Reservado	Falha	Dados de temperatura interna do ADC	Reservado	Falha por curto-circuito a VCC	Falha por curto-circuito a GND	Falha por circuito aberto
<i>bit</i> 31 (...) <i>bit</i> 18	<i>bit</i> 17	<i>bit</i> 16	<i>bit</i> 15 (...) <i>bit</i> 4	<i>bit</i> 3	<i>bit</i> 2	<i>bit</i> 1	<i>bit</i> 0

A informação mais importante à aplicação deste projeto são os dados de temperatura do termopar que se encontra nos 14 *bits* MSB (2 últimos *bytes* de informação) aos quais corresponderá um valor entre 0 e 16383, consoante a respetiva temperatura. Desta forma serão

descartados os primeiros 2 *bytes* de informação, uma vez que contêm informação que não é utilizada. Os 14 *bits* MSB dos 2 *bytes* são extraídos efetuando o seguinte cálculo:

$$Dados[14\text{ bits}] = Byte_{MSB} \times 2^{8-2} + \frac{Byte_{LSB}}{\left(\frac{256}{2^{8-2}}\right)} = Byte_{MSB} \times 64 + \frac{Byte_{LSB}}{4} \quad (3.8)$$

A Tabela 3.5 representa a relação existente entre uma determinada temperatura e o valor gerado pelo ADC depois da conversão.

Tabela 3.5 – Temperatura medida em função do valor digital gerado pelo ADC.

Temperatura [°C]	Valor ADC
1600.00	6400
1000.00	4000
100.75	403
25.00	100
0.00	0
-0.25	16383
-1.00	16380
-250.00	15384

Deste modo, analisando a Tabela 3.5, é possível obter as temperaturas positivas através da expressão:

$$T[°C] = Dados[14\text{ bits}] \times 0.25 \rightarrow 0 \leq Dados[14\text{ bits}] \leq 8191 \quad (3.9)$$

E as temperaturas negativas através da expressão:

$$T[°C] = (Dados[14\text{ bits}] - 16384) \times 0.25 \rightarrow 9192 \leq Dados[14\text{ bits}] \leq 16383 \quad (3.10)$$

Na realização dos testes experimentais ao ADC foi utilizado um termopar do tipo K e configurou-se a interface SPI de acordo com o descrito anteriormente, mas com a frequência de SCLK a 4 MHz. A Figura 3.19 é uma representação do sinal SCLK com a configuração descrita anteriormente.

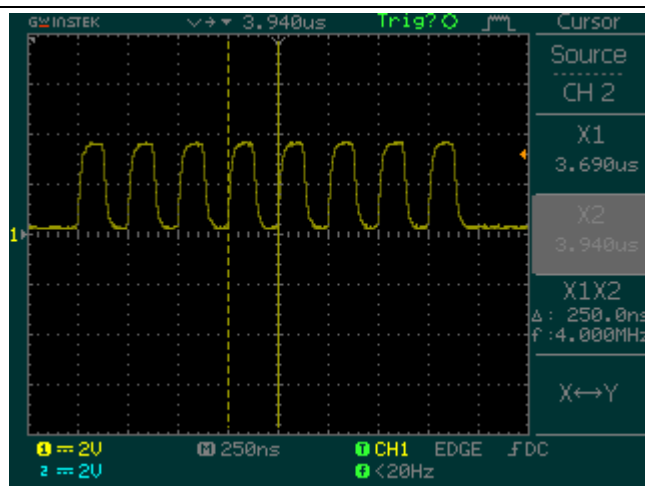


Figura 3.19 – Sinal SCLK do ADC de termopar.

De seguida, através das Figura 3.20 (a) e (b), descreve-se o procedimento a seguir para extrair uma amostra do ADC e, posteriormente, transformá-la num valor de temperatura.

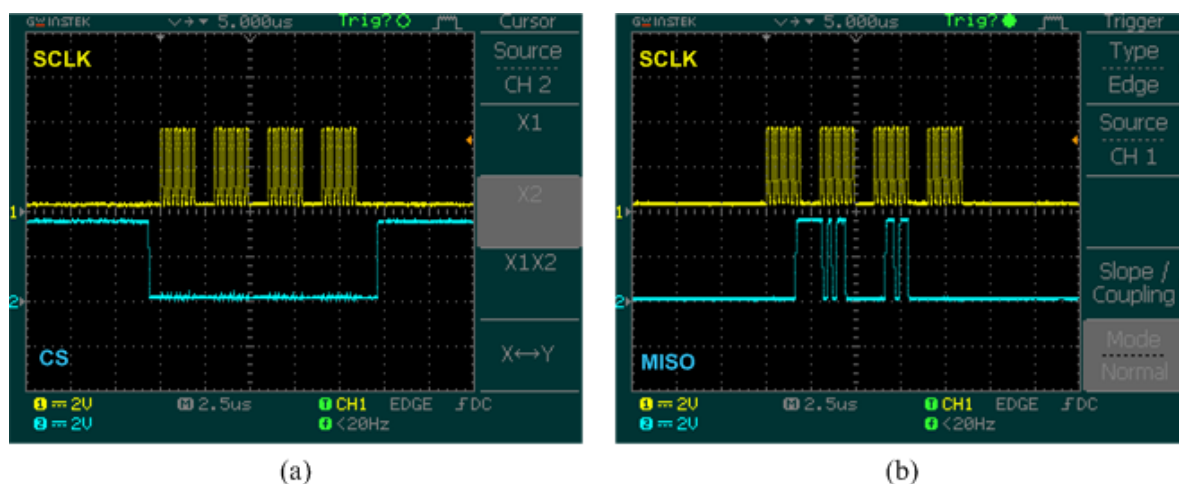


Figura 3.20 – Transferência de dados do ADC de termopar.

Observando a Figura 3.20 (a), quando se faz uma transição para '0' do sinal CS, o ADC envia para o microcontrolador a última amostra convertida através do sinal MISO que se encontra representada na Figura 3.20 (b). Os dados transferidos através do sinal MISO para o microcontrolador são guardados num vetor de resultados. Este vetor de resultados contém toda a informação que foi analisada anteriormente na Tabela 3.4 e é apresentado na Figura 3.21 (a). A Figura 3.21 (b) ilustra a organização da informação transmitida pelo ADC.

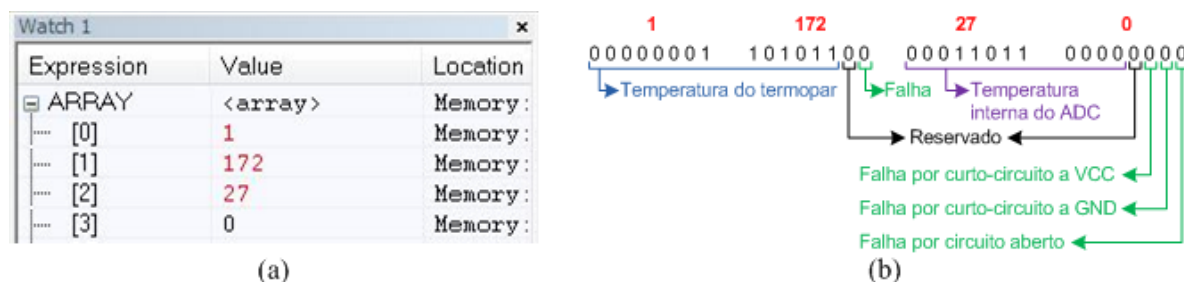


Figura 3.21 – (a) Vetor de resultados da conversão do termopar, (b) Organização dos dados.

Neste caso, a informação que nos fornece a temperatura medida pelo termopar corresponde aos *bytes* que estão na posição 0 e 1 do vetor. Utilizando as expressões (3.8) e (3.9), vem:



$$Dados[14bits] = 1 \times 64 + \frac{172}{4} = 107$$

Como,

$$0 \leq Dados[14bits] \leq 8191$$

Então, aplicando a expressão (3.9), vem:

$$T = 107 \times 0.25 = 26.75^\circ C$$

De acordo com os cálculos realizados, o termopar apresenta uma medição da temperatura ambiente de  $26.75^\circ C$ . Tendo em consideração a abordagem realizada neste subcapítulo e que a temperatura é uma variável de variação lenta, define-se que para cada canal das entradas analógicas de termopares, será convertida uma amostra por segundo durante um período de 15 minutos, o que perfaz uma aquisição de 900 amostras.

### 3.6 Entradas Analógicas de Tensões $\pm 10$ V

Atualmente, existe uma enorme variedade de sensores que respondem a um determinado fenómeno colocando na sua saída uma determinada tensão, nomeadamente, sensores de: aceleração, gás, humidade, pressão, ultrassons, entre outros. Neste projeto pretende-se implementar entradas analógicas que operem numa gama de tensão entre  $-10$  V e  $+10$  V de forma a permitir a utilização do mais variado tipo de sensores possível, conforme a necessidade da aplicação, que neste caso é a aquisição de variáveis dos motores elétricos. O esquemático elétrico completo das entradas analógicas de tensões  $\pm 10$  V pode ser consultado no Anexo A.6.

#### 3.6.1 Condicionamento de sinal

O condicionamento dos sinais de tensão é constituído por 2 blocos: filtragem e amplificação. A Figura 3.22 representa o esquemático elétrico deste condicionamento tal como a identificação das diferentes etapas descritas anteriormente.

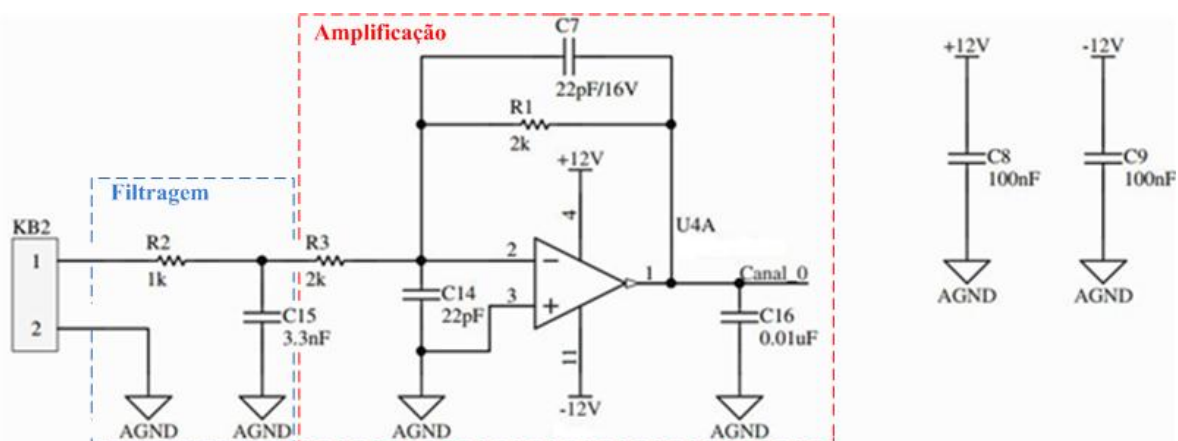


Figura 3.22 – Condicionamento do sinal para uma entrada analógica de  $\pm 10$  V.

O processo de filtragem consiste num filtro passa-baixo que permite minimizar todas as frequências acima do valor de uma determinada  $f_c$  (frequência de corte). O valor de  $f_c$  depende



da  $f_{am}$  (frequência de amostragem) do sinal que se vai amostrar, porque de acordo com o *Teorema de Nyquist*, dado pela seguinte expressão:

$$f_{am} \geq 2 \times B \quad (3.11)$$

Onde, B representa a largura de banda do sinal analógico a amostrar. Como não se sabe que tipo de sensor se vai utilizar, não se tem conhecimento do valor B do sinal a amostrar. Assim, uma solução é descobrir o valor de B para o qual a  $f_{am} = 100 \text{ kHz}$  e, posteriormente, projetar um filtro passa-baixo para assegurar que não são amostradas pelo ADC componentes de frequência superior a B com amplitudes significativas de sinal. Deste modo, aplicando a expressão (3.11), vem:

$$100 \geq 2 \times B \Leftrightarrow B \leq 50 \text{ kHz}$$

Observando o cálculo anterior, verifica-se que para amostrar um sinal analógico a 100 kHz, a largura de banda máxima desse sinal deve ser 50 kHz. Para assegurar esta situação, projeta-se um filtro passa-baixo de 1ª ordem com  $f_c$ , dada pela expressão:

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C} \quad (3.12)$$

Para obter o valor do condensador C em função de  $f_c = 50 \text{ kHz}$  e  $R = 1 \text{ k}\Omega$ , aplica-se a expressão (3.12):

$$C \geq \frac{1}{2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times 50 \times 10^3} \Leftrightarrow C \geq 3.18 \text{ nF}$$

Como o condensador calculado não é de valor *standard*, opta-se por definir  $C = 3.33 \text{ nF}$ . Aplicando de novo a expressão (3.12), vem:

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times 1 \times 10^3 \times 3.3 \times 10^{-9}} = 48.23 \text{ kHz}$$

Com o objetivo de verificar este cálculo, utilizou-se o *software LTspice* para simular o circuito do filtro passa-baixo projetado. Para isso, colocou-se na entrada do filtro um sinal AC (*Alternate Current*) com amplitude de 1 V. A Figura 3.23 representa a resposta em frequência do filtro implementado.

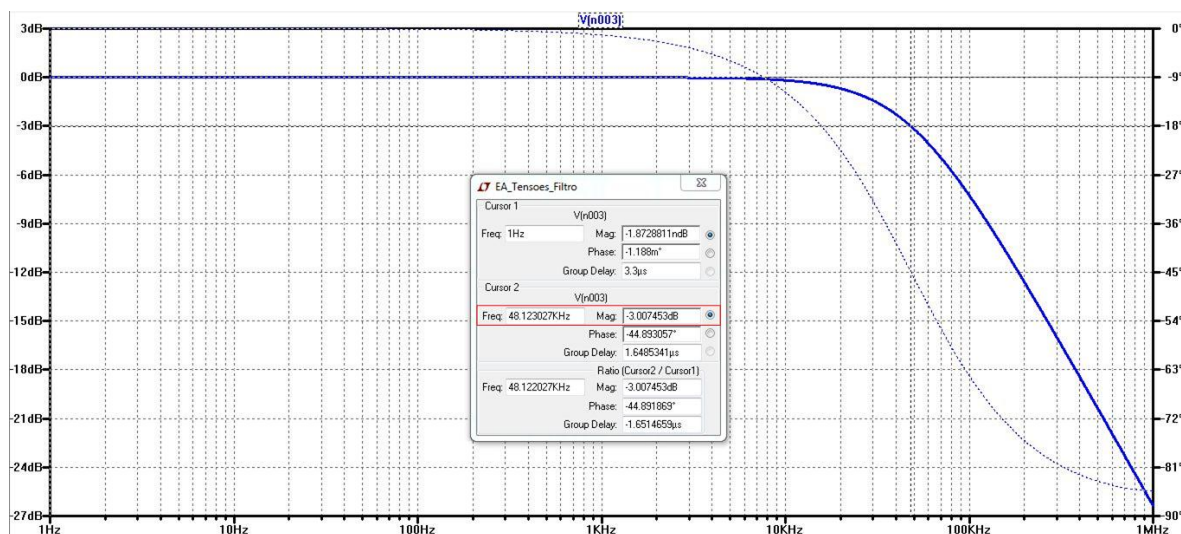


Figura 3.23 – Simulação no *LTspice* do filtro passa-baixo para entradas analógicas de  $\pm 10 \text{ V}$ .

Observando o gráfico da Figura 3.23, uma vez que a resposta em frequência tem origem nos 0 dB e como um filtro passa-baixo de 1ª ordem “cai” 3 dB por década, ao intercepar no gráfico em -3 dB, obtém-se  $f_c = 48.12$  kHz. Sendo um filtro de 1ª ordem, podem ainda “passar” componentes significativas acima de  $f_c$ . No entanto, dado o conteúdo de baixa frequência dos sinais a amostrar nesta aplicação optou-se por um filtro de 1ª ordem para maior simplicidade do *hardware*, mantendo-se a flexibilidade para aplicações futuras com  $f_{am}$  até 100 kHz.

Relativamente ao bloco de amplificação, seleccionou-se um amplificador operacional de precisão com as seguintes características:

- Tensão de alimentação:  $\pm 2.25$  V a  $\pm 18$  V ou 4.5 V a 36 V
- Baixa tensão de *offset*:  $\pm 5$   $\mu$ V
- Baixo ruído: 5.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  a 1 kHz
- Largura de banda: 10 MHz
- *Slew Rate*: 20 V/ $\mu$ s
- Alto fator de rejeição ao modo comum: 140 dB

Analizando a Figura 3.22, o amplificador operacional encontra-se montado numa configuração inversora e está conforme o recomendado pelo fabricante para entradas analógicas de  $\pm 10$  V, onde os condensadores  $C_7$  e  $C_{14}$  têm com objetivo limitar o ruído. A configuração inversora obedece à seguinte expressão:

$$V_{OUT} = \frac{-R_1}{R_3} \times V_{IN} \quad (3.13)$$

Onde o ganho do amplificador é dado:

$$ganho = \frac{-R_1}{R_3} \quad (3.14)$$

Deste modo o circuito de amplificação apresenta um ganho = -1, o que se pode verificar aplicando a expressão (3.14):

$$ganho = \frac{-2k\Omega}{2k\Omega} = -1$$

Isto significa que o sinal de saída será igual ao sinal de entrada mas com inversão de fase, o que não representa um problema, porque desde que o ADC seleccionado tenha capacidade para converter tensões bipolares superiores a  $\pm 10$  V, pode-se obter a polaridade do sinal de entrada invertendo o valor convertido por *software*. O facto de se utilizar um ganho = -1, justifica-se por não se saber qual o tipo de sensores que se vão utilizar nestas entradas. No entanto, o valor do ganho poderá ser recalculado, futuramente, de acordo com o sensor a utilizar. Ainda relativamente à Figura 3.22, o facto de adicionar o filtro passa-baixo na entrada do amplificador operacional com uma configuração inversora de ganho = -1, faz com que as resistências  $R_2$  e  $R_3$  implementem um divisor de tensão, que pode ser calculado através da expressão:

$$V_{OUT} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \times V_{IN} \quad (3.15)$$

Onde  $V_{IN}$  é a tensão na entrada do conector KB2 e  $V_{OUT}$  é a tensão de entrada no amplificador operacional. Desta forma, se se tiver uma tensão  $V_{IN} = 10\text{ V}$ , aplicando a expressão (3.15), vem:

$$V_{OUT} = \frac{2 \times 10^3}{1 \times 10^3 + 2 \times 10^3} \times 10 = 6.6667\text{ V}$$

Como seria de esperar a tensão  $V_{OUT}$  é mais baixa que a tensão  $V_{IN}$ , deste modo é possível saber a relação existente entre as tensões, através da expressão:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{6.67}{10} = 0.66667 \quad (3.16)$$

De acordo com o resultado obtido, verifica-se que a tensão  $V_{OUT}$  é aproximadamente 67 % da tensão  $V_{IN}$ . No entanto, simulou-se o circuito apresentado no *software LTspice* colocando em  $V_{IN}$  um sinal AC com 10 V de amplitude, a 10 kHz. Os resultados desta simulação estão representados na Figura 3.24.

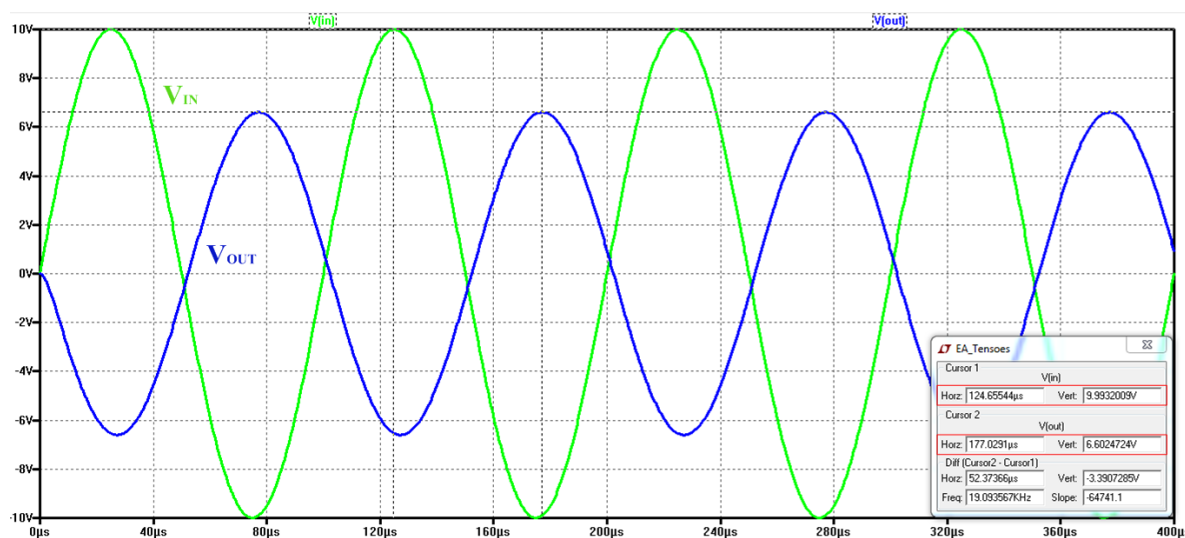


Figura 3.24 – Resultado da simulação do circuito de condicionamento de sinal.

É de salientar que o sinal  $V_{OUT}$  representado nesta simulação é o sinal de saída do amplificador operacional, por essa razão está invertido em relação ao sinal  $V_{IN}$ . Por outro lado, de acordo com a simulação, o sinal  $V_{OUT}$  é 66 % do sinal  $V_{IN}$ , valor que é muito próximo do que foi obtido no cálculo teórico.

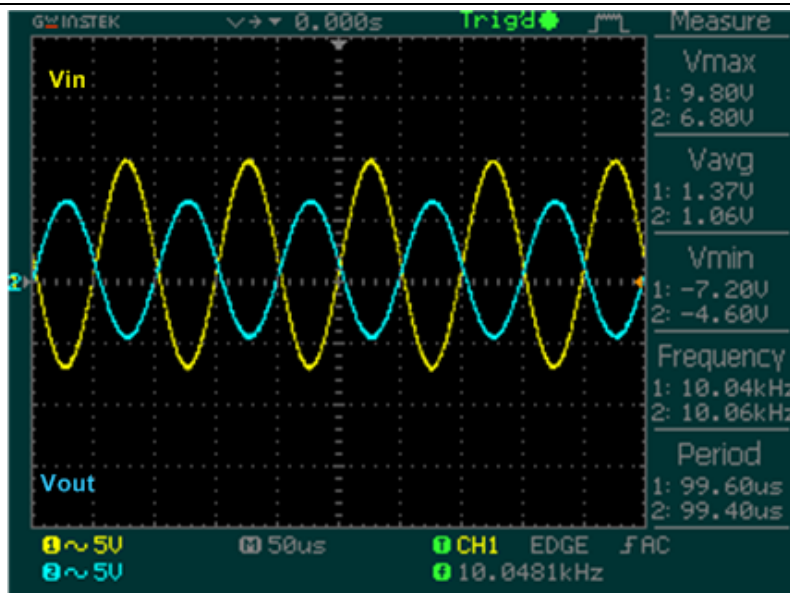


Figura 3.25 – Resultado do teste experimental ao circuito de condicionamento de sinal.

Para analisar o comportamento do circuito numa situação real, realizou-se um teste experimental nas mesmas condições da simulação anterior, cujos resultados estão representados na Figura 3.25. Analisando a Figura 3.25, verifica-se o mesmo comportamento da simulação, com algumas exceções, como por exemplo a ligeira discrepância que existe na amplitude do sinal  $V_{IN}$  que, por consequência, se faz notar também na amplitude do sinal  $V_{OUT}$ . Neste caso, tendo por referência os valores máximos das suas amplitudes, verifica-se que a amplitude de  $V_{OUT}$  é cerca 69 % da amplitude do sinal de  $V_{IN}$ , valor que difere aproximadamente 2 % do valor teórico.

### 3.6.2 Conversor analógico-digital

Para converter as entradas analógicas de  $\pm 10$  V, selecionou-se um ADC com 4 canais (sem simultaneidade), de 16 *bits* de resolução, sistema SAR (*Successive Approximation Register*), taxa de conversão até 500 ksp/s (*kilo samples per second*), oferece uma interface por SPI, dispõe de uma referência de tensão interna de 4.096 V e funciona de acordo com a gama de temperaturas de  $-40$  °C a  $125$  °C. Cada canal suporta a entrada de sinais bipolares até  $\pm 10.24$  V ou unipolares de 0 V a  $10.24$  V. Os canais podem ser acedidos através de um modo automático ou manual. O modo automático consiste em “varrer” todos os canais sequencialmente, enquanto que o modo manual consiste em escolher manualmente o canal a que se deseja aceder. É possível obter gamas específicas para sinais bipolares ( $\pm 10.24$  V,  $\pm 5.12$  V e  $\pm 2.56$  V) e para sinais unipolares (0 V a  $10.24$  V ou 0 V a  $5.12$  V), programando o ganho de cada canal do ADC durante a sua configuração. A configuração elétrica deste ADC encontra-se representada na Figura 3.26.

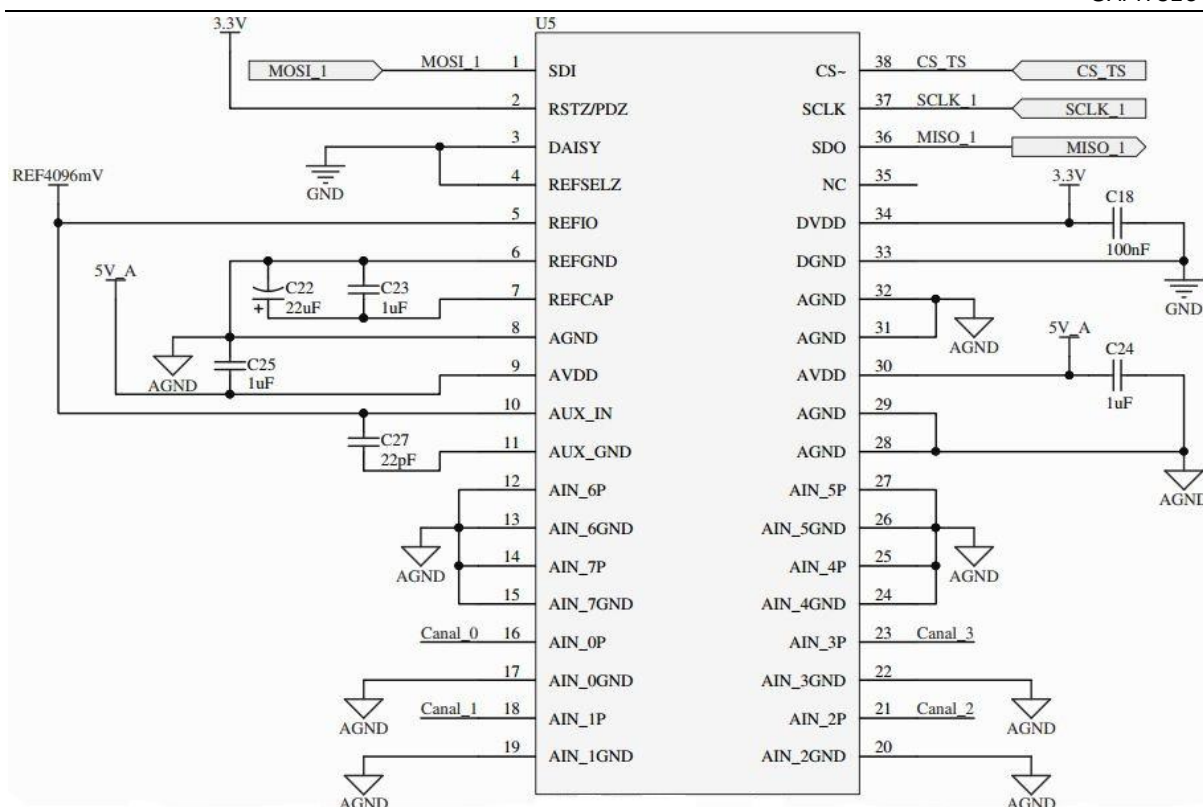


Figura 3.26 – Configuração elétrica do ADC para entradas analógicas de  $\pm 10$  V.

A configuração elétrica do dispositivo foi feita de acordo com o recomendado pelo fabricante. Devido a alguma instabilidade que existia no valor da referência de tensão interna do ADC, optou-se no entanto por utilizar uma referência de tensão externa. A configuração elétrica desta referência de tensão também está de acordo com o recomendado pelo fabricante e encontra-se representada na Figura 3.27.

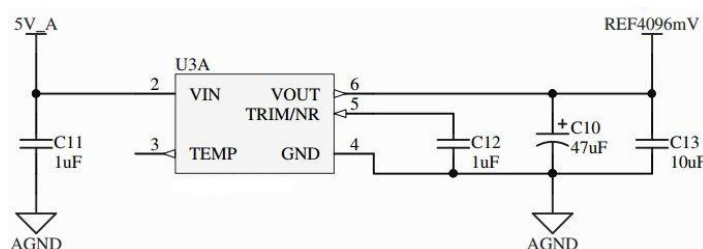


Figura 3.27 – Configuração elétrica da referência de tensão externa de 4.096 V.

A interface SPI entre o ADC e o microcontrolador é implementada através dos pinos CS, SCLK, SDI e SDO e deve ser configurada da seguinte forma: sinal de *clock* SCLK até 20 MHz com a sua polaridade e fase a '0', o microcontrolador desempenha a função de mestre e o ADC a função de escravo e a transferência é de 8 *bits* de dados, onde o *bit* MSB é transmitido primeiro. Os pinos SDI e SDO serão, a partir deste momento, designados de MOSI e MISO, respetivamente. O dispositivo requer 32 pulsos de SCLK por cada transferência. Assim que o dispositivo é alimentado, deve-se proceder à sua configuração. Para configurar o dispositivo é necessário o envio de 8 *words* a carregar em 8 registos de 16 *bits*. A Figura 3.28 mostra o procedimento utilizado para enviar uma *word* para um registo de configuração.

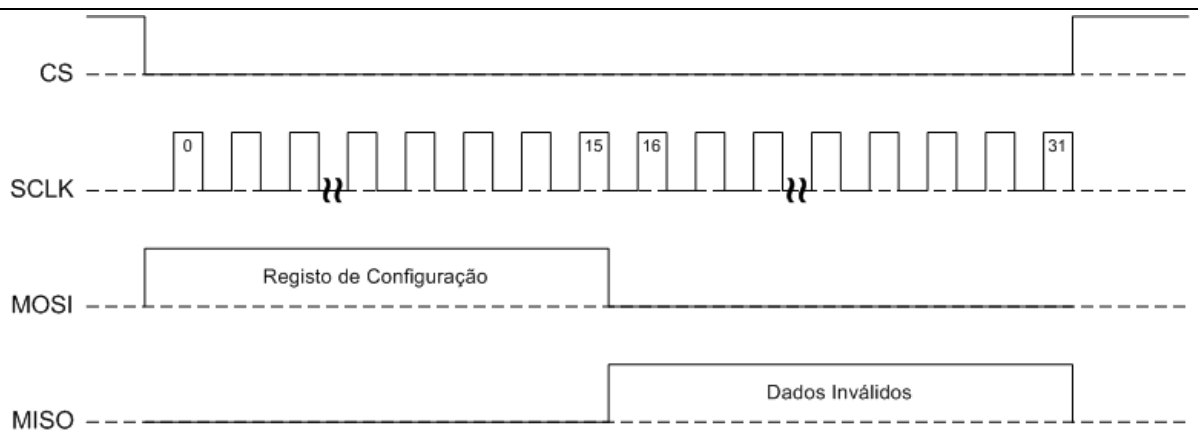


Figura 3.28 – Sequência temporal da configuração do ADC das tensões.

Observando a Figura 3.28, para enviar uma *word* de 16 *bits* para um registro de configuração do ADC é necessária uma transição do sinal CS para '0', envia-se a *word* pelo sinal MOSI e de seguida recebem-se os dados inválidos pelo sinal MISO, terminando a transferência com uma transição de CS para '1'. Uma vez configurado o ADC e antes de iniciar uma conversão deve-se selecionar o canal a converter. A Figura 3.29 representa o procedimento utilizado para selecionar o canal do ADC, onde a título de exemplo será utilizado o canal 1.

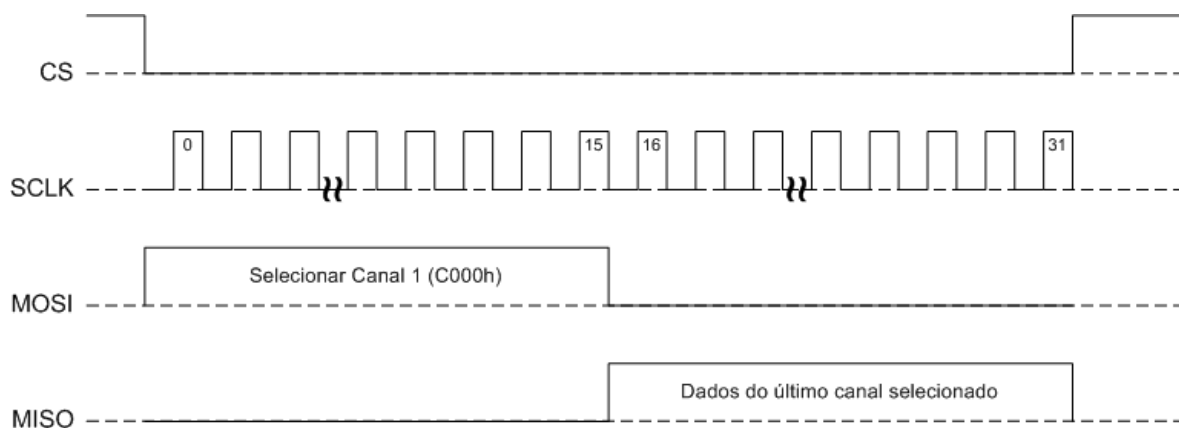


Figura 3.29 – Sequência temporal da seleção de um canal do ADC das tensões.

Observando a Figura 3.29, para selecionar o canal 1 do ADC é necessária uma transição do sinal de CS para '0', enviar pelo sinal MOSI o endereço correspondente ao canal 1 (C000h), de seguida é possível receber dados, mas estes correspondem ao último canal selecionado (e por isso são dados inválidos), terminando a transferência com uma transição de CS para '1'. Estando o ADC configurado e o canal que se pretende selecionado, pode-se proceder à conversão de uma amostra, conforme a sequência representado na Figura 3.30.

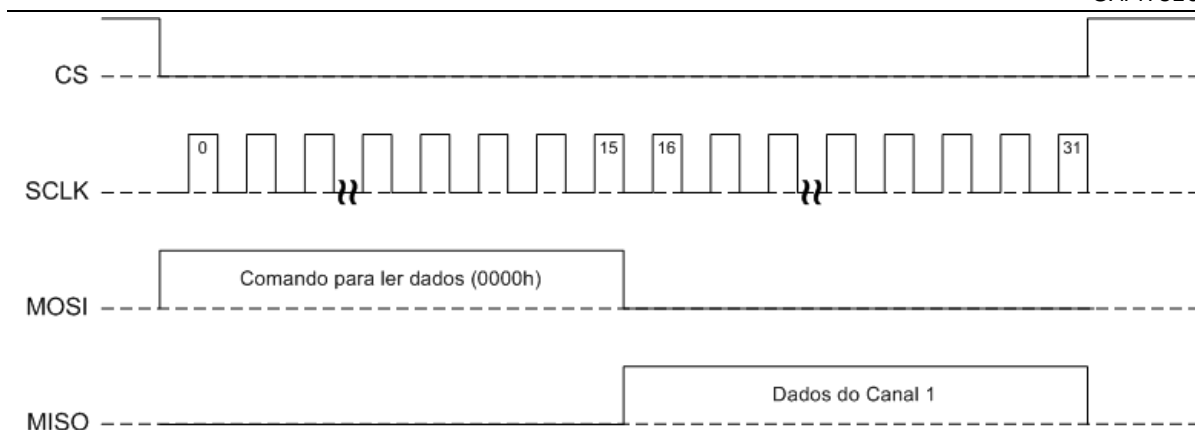


Figura 3.30 – Sequência temporal da transferência de uma conversão do ADC das tensões.

Observando a Figura 3.30, para converter uma amostra é necessário efetuar uma transição do sinal CS para ‘0’, enviar pelo sinal MOSI o comando 0000h para iniciar a conversão e, de seguida, receber o resultado da conversão pelo sinal MISO, terminando a transferência efetuando uma transição do sinal CS para ‘1’. O resultado da conversão corresponde a um valor entre 0 e 65535, que para o caso de uma gama de entrada de  $\pm 10.24$  V tem a correspondência indicada na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Relação entre a entrada analógica e código de saída do ADC das tensões.

Entrada Analógica	Código de Saída do ADC
+ 10.24 V	65535
0 V	32768
- 10.24 V	0

Observando a Tabela 3.6, o código resultante de uma conversão do ADC varia proporcionalmente em função da entrada analógica. Assim, é possível obter a tensão convertida pelo ADC ( $V_{ADC}$ ), através da expressão:

$$V_{ADC} [V] = \frac{10.24 \times (Valor_{ADC} - 32767)}{32767} \quad (3.17)$$

Relembra-se que no condicionamento do sinal existe um divisor de tensão onde a tensão de saída é cerca de 66,6667 % da tensão de entrada e um amplificador operacional com uma configuração inversora. Ficou convencionado que se teria de fazer a compensação destas duas situações por *software*, relativamente à conversão feita pelo ADC. Neste caso, a expressão (3.17) sofre uma ligeira alteração, resultando:

$$V_{ADC} [V] = - \frac{\left( \frac{10.24 \times (Valor_{ADC} - 32767)}{32767} \right)}{0.66667} \quad (3.18)$$

Como o valor de uma conversão é constituída por duas partes, MSB e LSB, para juntar as duas e formar o valor designado por ADC nas expressões (3.17) e (3.18), utiliza-se a expressão:



$$Valor_{ADC} = Byte_{MSB} \times 2^8 + \frac{Byte_{LSB}}{\left(\frac{256}{2^8}\right)} = Byte_{MSB} \times 256 + Byte_{LSB} \quad (3.19)$$

Com o objetivo de verificar as opções de projeto descritas anteriormente, realizou-se um teste experimental com o ADC, com a referência de tensão externa de 4.096 V e configurou-se a interface SPI de acordo com o descrito anteriormente, mas com a frequência de SCLK a 8 MHz. Como o procedimento de uma conversão é igual para todos os canais do ADC, será utilizado apenas o canal 1, onde é introduzida uma tensão DC de 3 V. Antes de iniciar a conversão, configura-se o ADC através do procedimento representado na Figura 3.31.

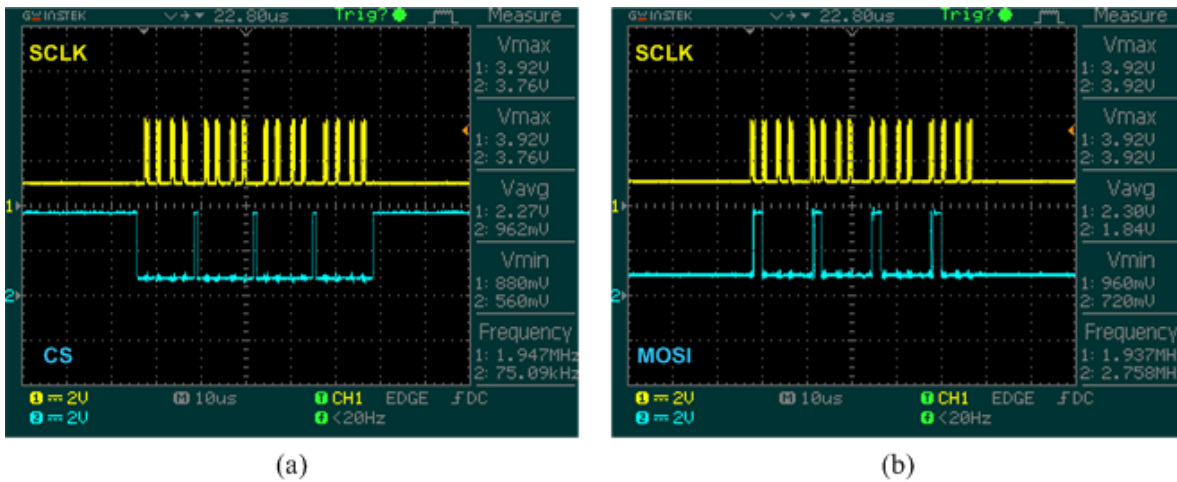


Figura 3.31 – Configuração do ADC das entradas analógicas de  $\pm 10$  V.

Observando a Figura 3.31, para configurar o ADC é necessário o envio de 4 *words* para 4 registos de configuração. Para cada um destes registos, efetua-se uma transição do sinal CS para ‘0’ e envia-se pelo sinal MOSI o respetivo registo, terminando a transferência com uma transição do sinal CS para ‘1’. Os 4 registos que são carregados permitem configurar a entrada de cada canal para a gama de  $\pm 10.24$  V. Uma vez que o ADC está configurado, prossegue-se para a seleção do canal a converter. A Figura 3.32 representa o procedimento utilizado para selecionar o canal 1 do ADC.

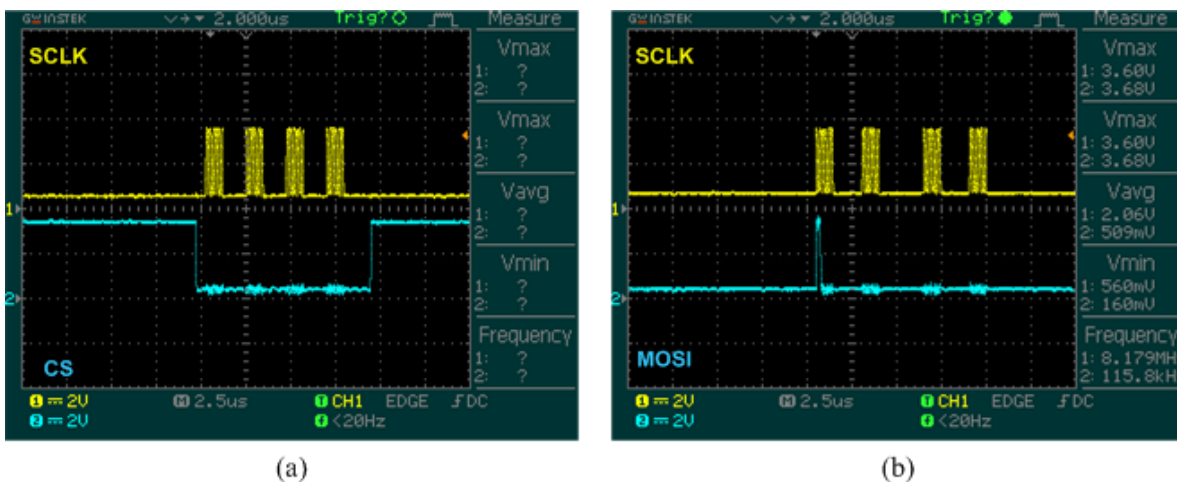


Figura 3.32 – Seleção do canal 1 do ADC.

Observando a Figura 3.32, efetua-se uma transição do sinal CS para ‘0’ e envia-se pelo sinal MOSI o endereço do canal 1 (C000h), seguido de 2 *bytes* a ‘0’ para completar os 32 pulsos



de SCLK, terminando a transferência com uma transição de CS para ‘1’. Neste momento, pode-se iniciar uma conversão no canal 1, seguindo o procedimento utilizado na Figura 3.33 (a) e (b) que demonstra o comportamento dos sinais de CS e MOSI.

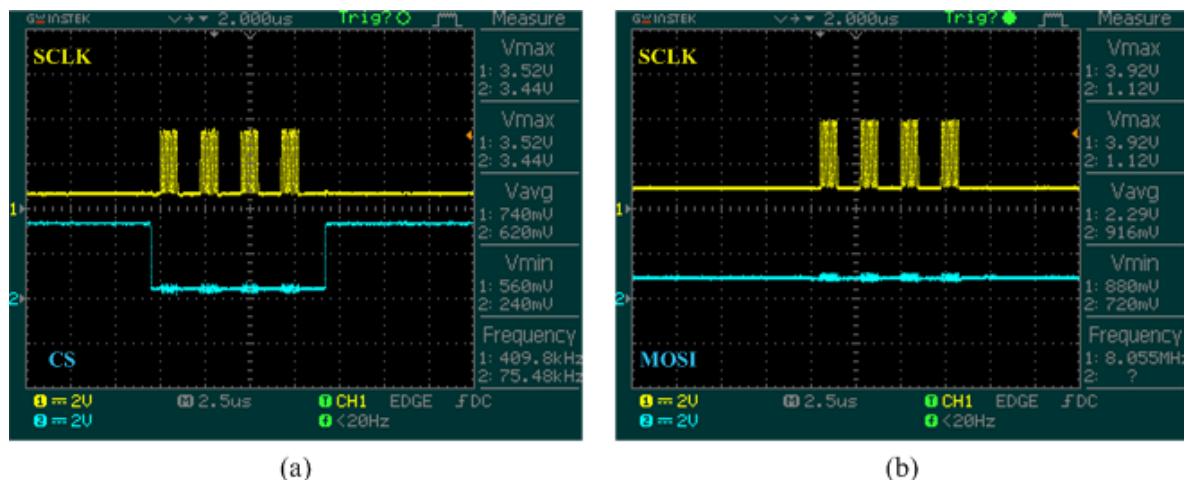


Figura 3.33 – Sinal de CS durante a conversão e transferência dos dados.

Observando a Figura 3.33 (a) e (b), efetua-se a transição do sinal CS para ‘0’ e envia-se pelo sinal MOSI o comando 0000h para iniciar a conversão do canal 1. Como este comando é constituído por 2 *bytes* a ‘0’, não existe qualquer variação no sinal de MOSI. Por outro lado, observando de novo a Figura 3.33 (a) paralelamente com Figura 3.34 (a), recebem-se pelo sinal MISO os dados resultantes da conversão, terminando a transferência com uma transição do sinal CS para ‘1’.



Figura 3.34 – (a) Início da conversão, (b) Transferência dos dados convertidos.

Os dados resultantes da conversão são armazenados num vetor de resultados, onde estão dispostos de acordo com o representado na Figura 3.34 (b). No entanto, é possível juntar as partes MSB e LSB dos dados resultantes da conversão. Assim, aplicando a expressão (3.19), vem:

$$Valor_{ADC\_Canal\_1} = 165 \times 256 + 245 = 42485$$

Deste modo, aplicando a expressão (3.17), vem:

$$V_{ADC} = \frac{10.24 \times (42485 - 32767)}{32767} = 3.0369V$$

Analisando este resultado, a conversão digital apresentada pelo ADC reflete um valor de tensão de 3.0369 V, valor praticamente idêntico ao colocado na entrada do canal do ADC. Tendo em consideração a abordagem realizada nesta e na secção anterior, definiu-se que para cada canal das entradas analógicas de tensões na gama de  $\pm 10$  V, serão convertidas 4096 ou 12000 amostras a uma frequência entre os 10 kHz e os 250 kHz.

### 3.7 Entradas Analógicas de 4-20 mA

Atualmente, os sinais resultantes das vibrações das máquinas elétricas podem ser apresentados em forma de aceleração, velocidade ou deslocamento. As medições são efetuadas simultaneamente de acordo com as posições radial (vertical e horizontal) e axial, conforme indica a Figura 3.35.

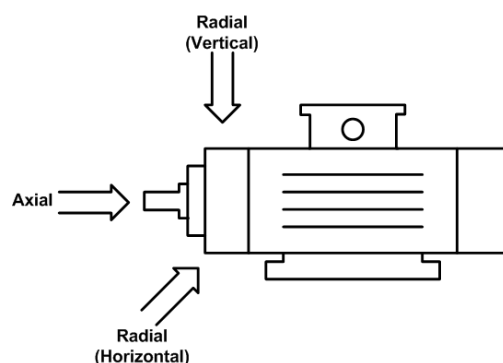


Figura 3.35 – Posições de medida das vibrações num motor elétrico.

Para fazer este tipo de medições são utilizados acelerómetros. O acelerómetro seleccionado para este projeto necessita de uma tensão de alimentação de 12 V e uma tensão de excitação de 10 V, faz a medição do sinal de vibração apresentando uma resposta dinâmica na forma de velocidade na gama de frequências entre 3 Hz e 1000 Hz e encontra-se representado na Figura 3.36. O sensor converte, proporcionalmente, o sinal de velocidade num sinal de corrente de 4 mA a 20 mA onde os 4 mA correspondem a 0 ips (*inches per second*) RMS (*Root Mean Square*) e os 20 mA correspondem a 1 ips RMS. É de salientar que o sensor foi calibrado pelo fabricante e de acordo com essa calibração: a 0 ips RMS correspondem 3.94 mA e a 1 ips RMS correspondem 20.3 mA.



Figura 3.36 – Acelerómetro utilizado neste projeto.

A seleção deste sensor deve-se ao facto de ter a capacidade de transmitir a sua resposta num sinal de corrente de 4-20 mA, que tem como vantagem a maior imunidade ao ruído e permitir maiores comprimentos de cabo. Deste modo, pretende-se adquirir sinais de 4 sensores idênticos ao da Figura 3.36, simultaneamente, com uma  $f_{am}$  de 2 kHz a 32 kHz. De seguida, serão analisadas as implementações do condicionamento de sinal e a configuração do ADC escolhido para esta aplicação. O esquemático elétrico completo das entradas analógicas de 4-20 mA pode ser consultado no Anexo A.7.

### 3.7.1 Condicionamento de sinal

O condicionamento de sinais de 4-20 mA é constituído por 4 blocos: proteção, conversão do sinal de corrente em tensão, filtragem e ajuste do sinal de tensão à gama do ADC. O circuito de condicionamento encontra-se representado na Figura 3.37.

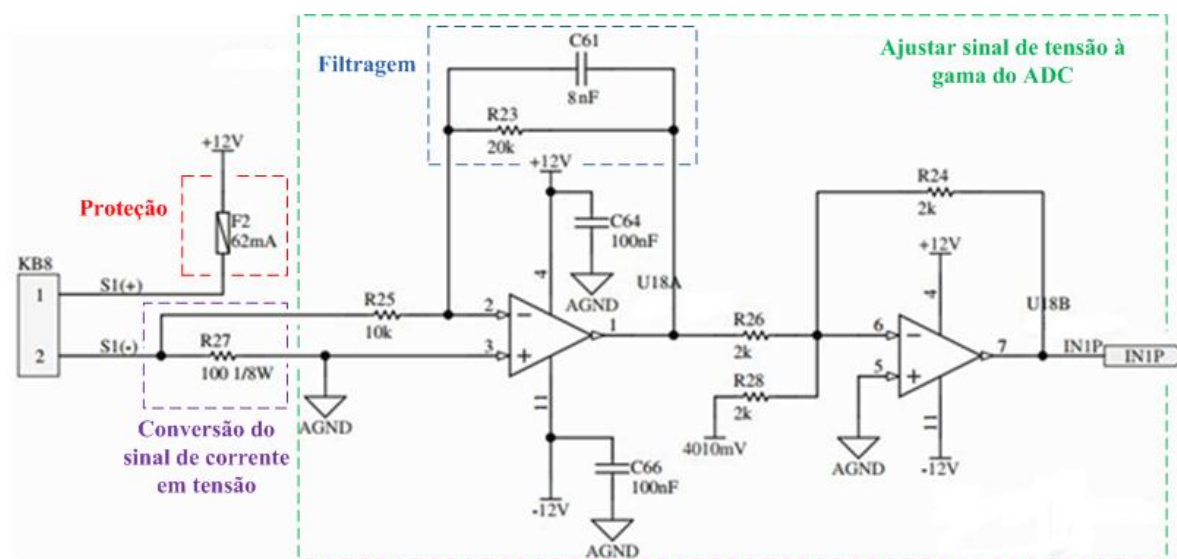


Figura 3.37 – Condicionamento do sinal para uma entrada analógica de 4-20 mA.

Uma vez que o sensor é ligado no terminal KB8, o bloco de proteção consiste num fusível de 62 mA cuja função é proteger o sensor e o circuito de condicionamento no caso de o sensor ser mal ligado ao *hardware*. O bloco denominado por conversão do sinal de corrente em tensão consiste em medir a queda de tensão resultante da corrente que passa na resistência R, conforme se representa na Figura 3.38.

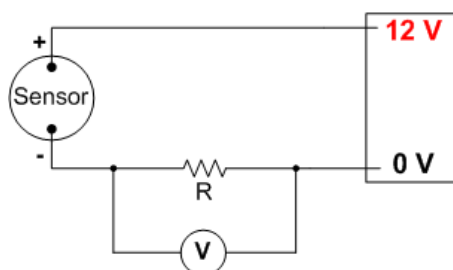


Figura 3.38 – Circuito que permite medir uma queda de tensão na resistência R.

A expressão que permite caracterizar o circuito da Figura 3.38, é dada por:

$$V_{CC} = V_{Excitação} + I \times R \quad (3.20)$$

Aplicando a expressão (3.20) e considerando que o pior caso é quando  $I = 20$  mA, vem:

$$R = \frac{V_{CC} - V_{Excitação}}{I} = \frac{12 - 10}{20 \times 10^{-3}} = 100 \Omega$$

Assim, falta saber qual a potência dissipada pela resistência R, que é dada pela expressão:

$$P_R = R \times I^2 \quad (3.21)$$

Aplicando a expressão (3.21), vem:

$$P_R = 100 \times (20 \times 10^{-3})^2 = 0.04 W$$

De acordo com estes resultados, tem de se utilizar uma resistência  $R = 100 \Omega$  com uma  $P_R = 0.05 W$ . Assim, verifica-se que nesta situação a queda de tensão medida aos terminais de R vai variar entre 0 V e 2 V. A Figura 3.39 (a), representa a queda de tensão em R quando o acelerómetro está pousado numa mesa, o que implica que a vibração é quase nula, porque o valor 663 mV significa que o acelerómetro transmitiu um sinal de corrente de aproximadamente 7 mA. Por outro lado, a Figura 3.39 (b), representa a queda de tensão em R quando se toca com o acelerómetro numa mesa, o que implica a existência de vibração, porque o valor 1.51 V significa que o acelerómetro transmitiu um sinal de corrente de aproximadamente 15 mA.

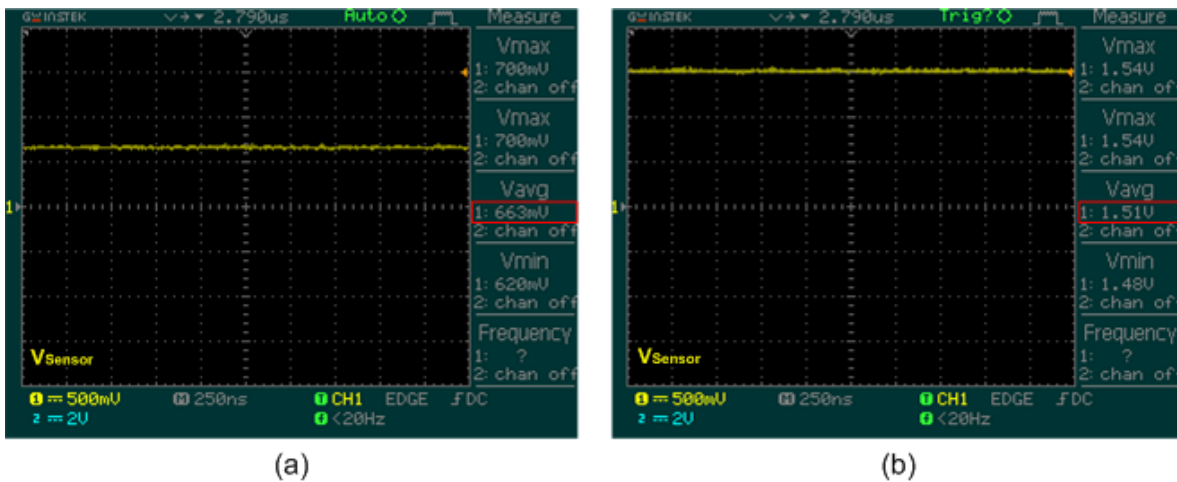


Figura 3.39 – Resposta do acelerómetro: (a) sem vibração, (b) com vibração.

Como o ADC selecionado aceita sinais analógicos na gama de -4 V a 4 V, tem de se transformar a queda de tensão aos terminais de R de forma a conseguir aproveitar a gama dinâmica do ADC mantendo alguma margem de segurança. Esta implementação é conseguida através do bloco representado a verde na Figura 3.37. Analisando esse bloco, utilizam-se 2 amplificadores operacionais com as mesmas características do que é utilizado nas entradas analógicas de tensão. O primeiro amplificador implementa uma configuração inversora na qual se pretende obter na sua saída uma tensão de -8 V quando na entrada tem 4 V. Através da análise do circuito obtém-se a expressão:

$$V_{OUT} = \frac{-R_{23}}{R_{25}} \times V_{IN} \quad (3.22)$$

Onde o valor do ganho é definido pela expressão:

$$ganho = \frac{-R_{23}}{R_{25}} \quad (3.23)$$

Deste modo, definindo  $R_{25} = 10 \text{ k}\Omega$ , é possível obter o valor de  $R_{23}$  aplicando a expressão (3.22):

$$R_{23} = \frac{V_{OUT} \times R_{25}}{V_{IN}} = \frac{8 \times 10 \times 10^3}{4} = 20 \text{ k}\Omega$$

Em que o valor do ganho pode ser obtido através da expressão (3.23):

$$ganho = \frac{-20 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = -2$$

O segundo amplificador implementa uma configuração somador da qual se obtém a expressão:

$$V_{OUT} = -R_{24} \times \left( \frac{V_1}{R_{26}} + \frac{V_2}{R_{28}} \right) \quad (3.24)$$

Supondo que  $V_1 = -8 \text{ V}$  representa a tensão de saída do primeiro amplificador,  $V_2 = 4 \text{ V}$ ,  $R_{26} = R_{28} = 2 \text{ k}\Omega$  e que se pretende  $V_{OUT} = 4 \text{ V}$ . Aplicando a expressão (3.24), vem:

$$4 = -R_{24} \times \left( \frac{-8}{2 \times 10^3} + \frac{4}{2 \times 10^3} \right) \Leftrightarrow R_{24} = 2 \text{ k}\Omega$$

Seguindo o raciocínio, substitui-se  $V_2$  por uma referência de tensão de 4.01 V para aplicar ao circuito somador. O circuito de configuração da referência de tensão encontra-se representado na Figura 3.40 e está de acordo com o recomendado pelo fabricante.

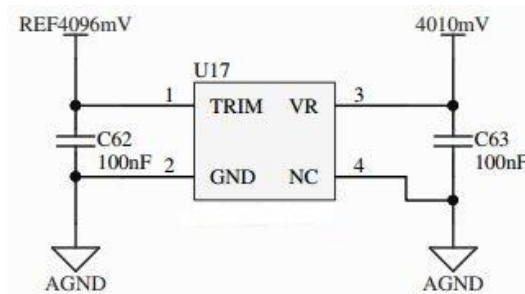


Figura 3.40 – Configuração elétrica da referência de tensão de 4.01 V.

Recorrendo ao *software LTspice* para simular o circuito do último bloco analisado, coloca-se na entrada do circuito inversor um sinal AC ( $V_{IN}$ ) com 2 V de amplitude, 2 V de tensão *offset* e frequência de 10 kHz. O resultado desta simulação encontra-se representado na Figura 3.41.

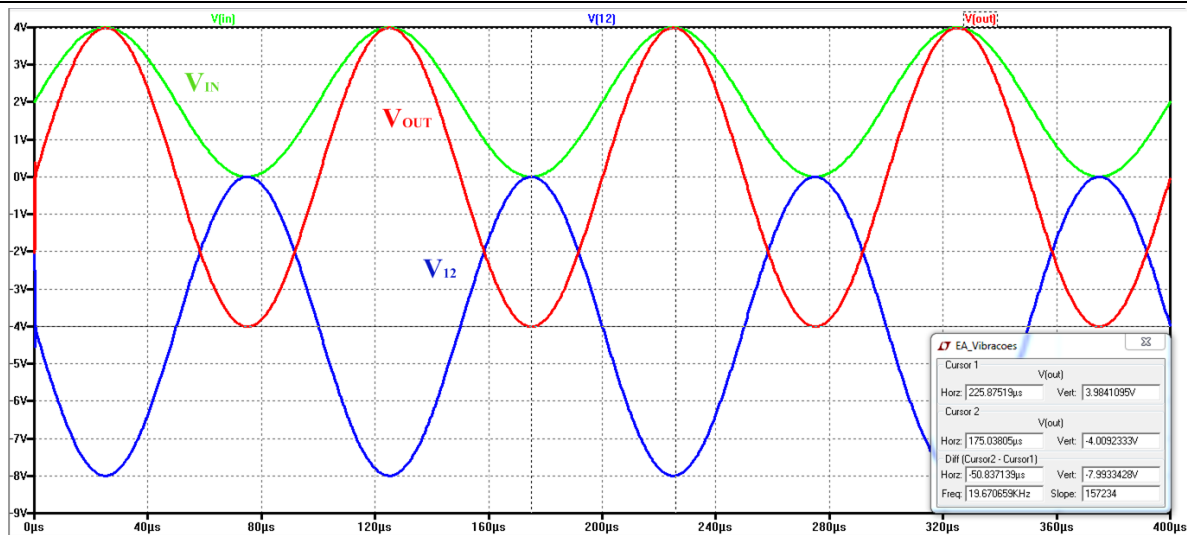


Figura 3.41 – Resultado da simulação no LTspice do circuito analisado.

Observando Figura 3.41, o sinal  $V_{I2}$  representa a saída do circuito inversor e uma das entradas do circuito somador, tendo a outra entrada uma tensão DC de 4.01 V. O sinal  $V_{OUT}$  representa a saída do circuito somador, que como se pode verificar, quando  $V_{IN} = 4$  V,  $V_{OUT} \approx 4$  V e quando  $V_{IN} = 0$  V,  $V_{OUT} \approx -4$  V. Assim, o sinal  $V_{OUT}$  é uma amplificação do sinal  $V_{IN}$ , o que permite aproveitar a gama do ADC. Para além desta simulação, também foi realizado um teste experimental ao circuito mencionado. Este teste encontra-se representado na Figura 3.42 e como se pode verificar obtêm-se os mesmos resultados que foram obtidos na simulação.

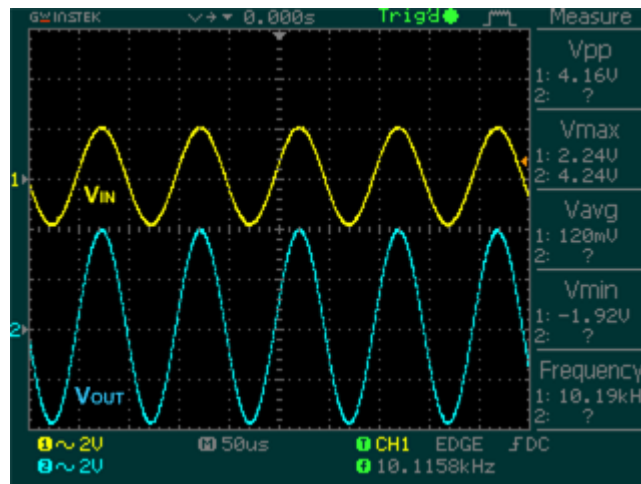


Figura 3.42 – Resultado do teste experimental do circuito analisado.

Observando de novo a Figura 3.37, existe um bloco de filtragem que consiste na implementação de um filtro passa-baixo de 1ª ordem utilizando o amplificador operacional, do qual se obtém a expressão:

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{23} \times C_{61}} \quad (3.25)$$

Uma vez que  $R_{23} = 20$  k $\Omega$ , resta definir um valor para  $f_c$  para conseguir calcular o valor de  $C_{61}$ . Como no pior caso  $f_{am} = 1$  kHz, aplicando a expressão (3.11), vem:

$$20 \geq 2 \times B \Leftrightarrow B \leq 1 \text{ kHz}$$



Relembrando que o filtro é de 1ª ordem, para garantir que à frequência de 1 kHz não “entram” no ADC amplitudes de sinal demasiado elevadas, define-se  $f_c = 1$  kHz. Aplicando a expressão (3.25), vem:

$$C_{61} \geq \frac{1}{2 \times \pi \times R_{23} \times f_c} \Leftrightarrow C_{61} \geq \frac{1}{2 \times \pi \times 20 \times 10^3 \times 1 \times 10^3} \Leftrightarrow C_{61} \geq 7.96 \text{ nF}$$

Como não existem condensadores de 7.96 nF, define-se  $C_{61} = 8$  nF, obtendo  $f_c = 995.22$  Hz. A Figura 3.43 representa a resposta em frequência do filtro implementado.

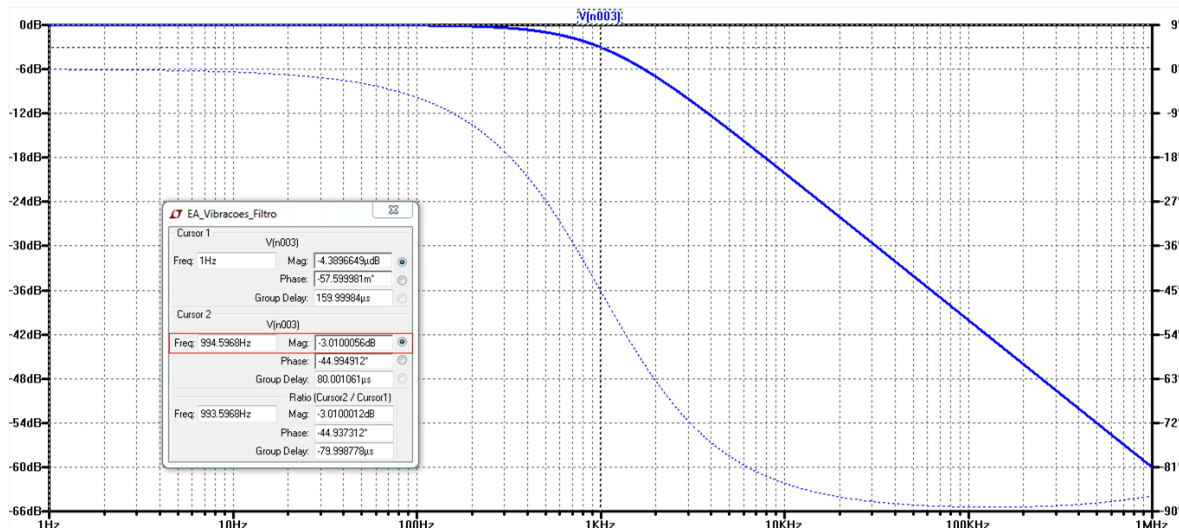


Figura 3.43 – Simulação no LTspice do filtro passa-baixo do circuito analisado.

Observando o gráfico da Figura 3.43, uma vez que a resposta em frequência tem origem em aproximadamente 0 dB e como um filtro passa-baixo de 1ª ordem “cai” 3 dB por década, ao intercepar o gráfico em -3.01 dB, obtém-se  $f_c = 994.59$  Hz. O valor de  $f_c$  obtido na simulação é aproximadamente igual ao valor obtido no cálculo teórico.

### 3.7.2 Conversor analógico-digital

Para converter as entradas analógicas de 4-20 mA simultaneamente seria necessário um dispositivo com essa capacidade e com uma taxa de amostragem mínima de 2 kps para conseguir adquirir o sinal com o detalhe necessário. Deste modo, selecionou-se um dispositivo com 4 canais simultâneos, em que cada canal contém um ADC, de 16 *bits* de resolução, sistema *Delta-Sigma*, capacidade de programar ganhos (1, 2, 4, 8 e 12), taxa de conversão de 2 kps a 64 kps por canal, suporta entradas analógicas bipolares de  $\pm 4$  V, interface SPI, capacidade para deteção de falhas, dispõe de uma referência de tensão interna de 4 V, funciona de acordo com a gama de temperaturas de  $-40$  °C a  $105$  °C e apresenta baixo consumo energético. Apesar de ser constituído por 4 ADCs, para simplificar a sua designação a partir deste momento o dispositivo será designado por ADC. A Figura 3.44 representa a configuração do ADC, onde este se encontra dividido em duas partes, U6A e U6B.

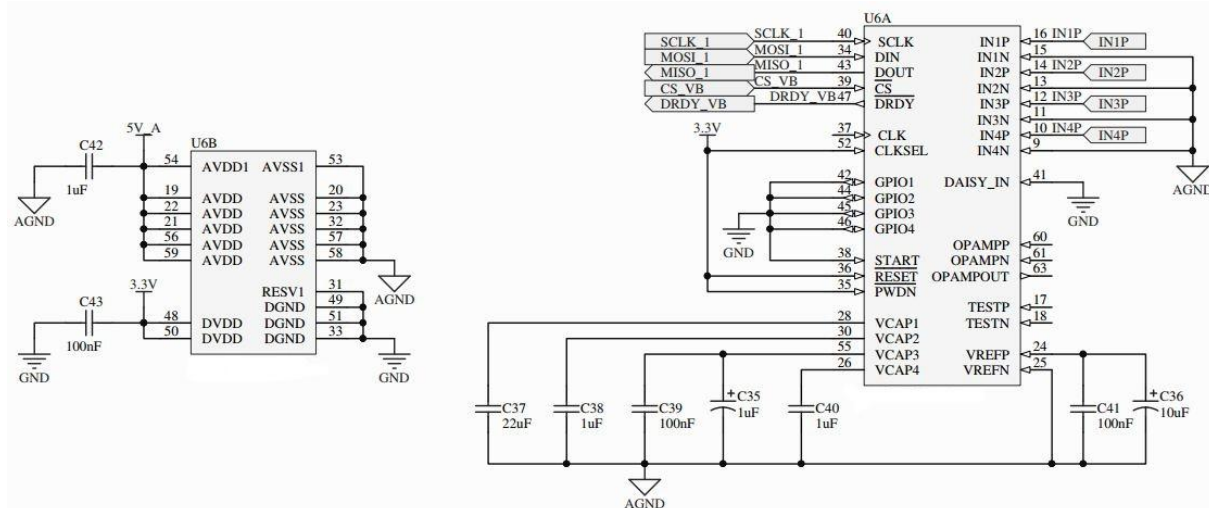


Figura 3.44 – Configuração elétrica do ADC para entradas analógicas de 4-20 mA.

A configuração elétrica do ADC está de acordo com o recomendado pelo fabricante para esta aplicação. Uma vez que a sua referência interna apresentava um valor exato de 4 V optou-se por manter essa configuração. O ADC pode ser controlado através dos pinos START, RESET e PWDN ou por comandos enviados por SPI. Neste caso, optou-se por controlar o ADC por comandos via SPI, poupando pinos do microcontrolador. A interface SPI entre o ADC e o microcontrolador é implementada através dos pinos CS, SCLK, DIN e DOUT e deve ser configurada da seguinte forma: sinal de *clock* SCLK até 10 MHz com polaridade e fase a '0', o microcontrolador desempenha a função de mestre e o ADC a função de escravo e a transferência é de 8 *bits* de dados, onde o *bit* MSB é transmitido primeiro. Os pinos DIN e DOUT serão, a partir deste momento, designados de MOSI e MISO, respetivamente. O pino DRDY indica, sempre que apresenta uma transição de '1' para '0', que está uma amostra disponível. Todas as características do ADC mencionadas anteriormente, como o ganho, a taxa de amostragem e os canais a utilizar são configuradas por SPI através do envio de valores para os registos de configuração em que cada registo é constituído por 8 *bits*. No entanto, o ADC tem por defeito uma determinada configuração e, quando é alimentado, inicia o seu funcionamento com essa mesma configuração. Antes de enviar qualquer configuração é necessário enviar um comando ao ADC que permite colocá-lo em modo de configuração e, posteriormente, alterar a configuração atual. Para configurar todas as características do ADC são necessárias configurações de 12 registos. A Figura 3.45 representa a sequência temporal da configuração completa do ADC.

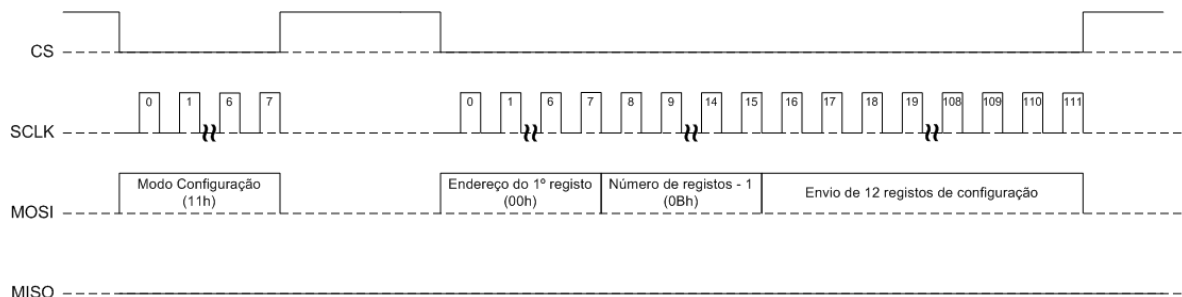


Figura 3.45 – Sequência temporal da configuração do ADC para entradas analógicas de 4-20 mA.

Observando a Figura 3.45, efetua-se uma transição do sinal CS para '0' para enviar o comando 11h pelo sinal MOSI para colocar o ADC em modo de configuração, terminando a



transferência com uma transição do sinal CS para '1'. De seguida, efetua-se de novo uma transição do sinal CS para '0', envia-se pelo sinal MOSI o endereço do primeiro registo a configurar, o número de registos a configurar menos um e, por fim, os valores para os 12 registos sequencialmente, terminando a transferência com uma transição do sinal CS para '1'. Uma vez configurado, pode-se colocar o ADC em modo de conversão e iniciar o processo de conversão. A Figura 3.46 representa a sequência temporal do processo completo para fazer uma conversão dos 4 canais do ADC.

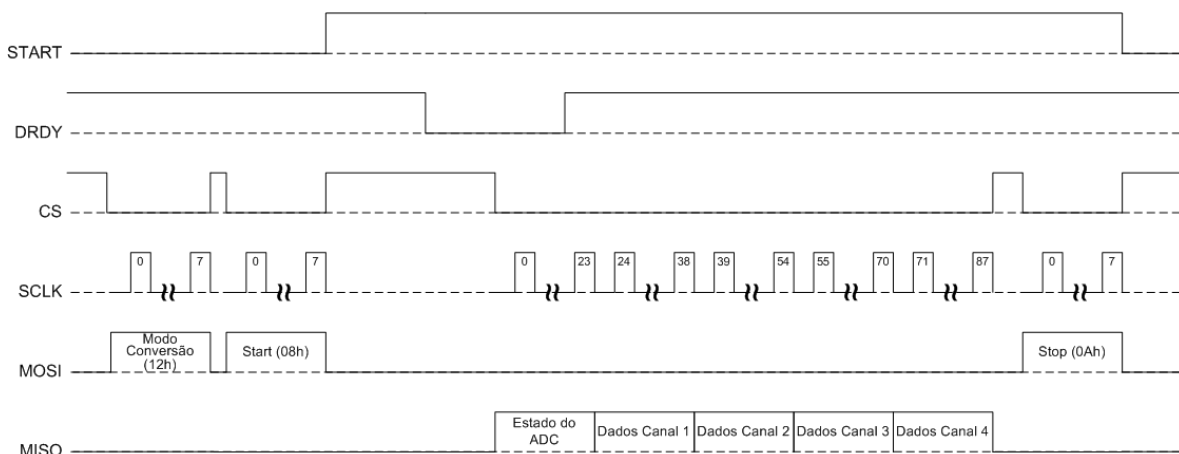


Figura 3.46 – Sequência temporal de uma conversão síncrona dos 4 canais do ADC.

Observando a Figura 3.46, efetua-se a transição do sinal CS para '0' para enviar pelo sinal MOSI o comando 12h que coloca o ADC em modo de conversão, terminando com transição do sinal CS para '1'. De seguida, efetua-se a transição do sinal CS para '0' para enviar pelo sinal MOSI o comando *start* (08h) que dá início à conversão dos 4 canais do ADC em simultâneo, terminando a transferência deste comando, com a transição do sinal CS para '1'. Uma vez que o ADC já está a converter, espera-se que o sinal DRDY faça a transição para 0', o que significa que as amostras dos 4 canais já estão disponíveis para serem transferidas para o microcontrolador. No momento em que se dá a transição de DRDY, efetua-se a transição do sinal CS para '0' e recebem-se pelo sinal MISO os dados resultantes da conversão do ADC relativa aos 4 canais, terminando com a transição do sinal CS para '1'. De seguida, efetua-se a transição do sinal CS para '0' e envia-se pelo sinal MOSI o comando *stop* (0Ah) para o ADC parar o processo de conversão, terminando ao colocar o sinal de CS a '1'. Os dados resultantes de uma conversão do ADC são constituídos por 88 *bits* (11 *bytes*), dos quais, 24 *bits* representam o estado de cada canal do ADC, mais 16 *bits* da conversão por cada canal. Descartando os dados relativos ao estado do ADC, os dados que correspondem ao valor da conversão de cada canal estão divididos em duas partes (MSB e LSB), pelo que se podem associar através da expressão (3.19):

$$Valor_{ADC} = Byte_{MSB} \times 256 + Byte_{LSB}$$

Assim, é possível obter o valor de tensão, no caso de ser positiva, através da expressão:

$$V_{ADC} [V] = \frac{4 \times Valor_{ADC}}{32767} \rightarrow 0 \leq Valor_{ADC} \leq 32767 \quad (3.26)$$

E o valor de tensão, no caso de ser negativa, através da expressão:

$$V_{ADC} [V] = \frac{4 \times (Valor_{ADC} - 65535)}{32767} \rightarrow 32768 \leq Valor_{ADC} \leq 65535 \quad (3.27)$$

De acordo com o que foi analisado no condicionamento das entradas analógicas de 4-20 mA, o sensor responde com um sinal de corrente proporcional à vibração medida que é posteriormente convertido em tensão e ajustado à gama do ADC. Assim, para obter o valor da vibração medida pelo sensor tem de se percorrer o processo desde o valor que é convertido pelo ADC até ao valor de corrente que sai do sensor. Como o valor convertido pelo ADC é dado pela expressão (3.26) ou (3.27), a queda de tensão medida aos terminais da resistência de 100  $\Omega$  pode ser obtida pela expressão:

$$V_{Sensor} [V] = \frac{V_{ADC} + 4.01}{2} \quad (3.28)$$

Onde, a corrente de saída do sensor é dada pela expressão:

$$I_{Sensor} [A] = \frac{V_{Sensor}}{100} \quad (3.29)$$

Assim, como o valor da corrente de saída do sensor é proporcional ao sinal de vibração medido, resulta a expressão:

$$Vibração [ips RMS] = \frac{I_{Sensor} - 3.94 \times 10^{-3}}{20.3 \times 10^{-3} - 3.94 \times 10^{-3}} \times 1 ips RMS \quad (3.30)$$

De forma a verificar o funcionamento do ADC, foi realizado um teste experimental onde se configurou a interface SPI de acordo com o descrito anteriormente, mas com a frequência de SCLK a 8 MHz. O ADC foi configurado para ter todos os canais ativos com ganho 1 e a com uma taxa de amostragem de 2 ksp/s. Deste modo, colocou-se uma tensão DC de 2.5 V nos canais 1 e 2 e uma tensão DC de 3.3 V nos canais 3 e 4. Inicialmente, começa-se por configurar o ADC, de acordo com a Figura 3.47 (a) que ilustra o comportamento do sinal CS e com a Figura 3.47 (b) que ilustra o comportamento do sinal MOSI durante a fase de configuração.

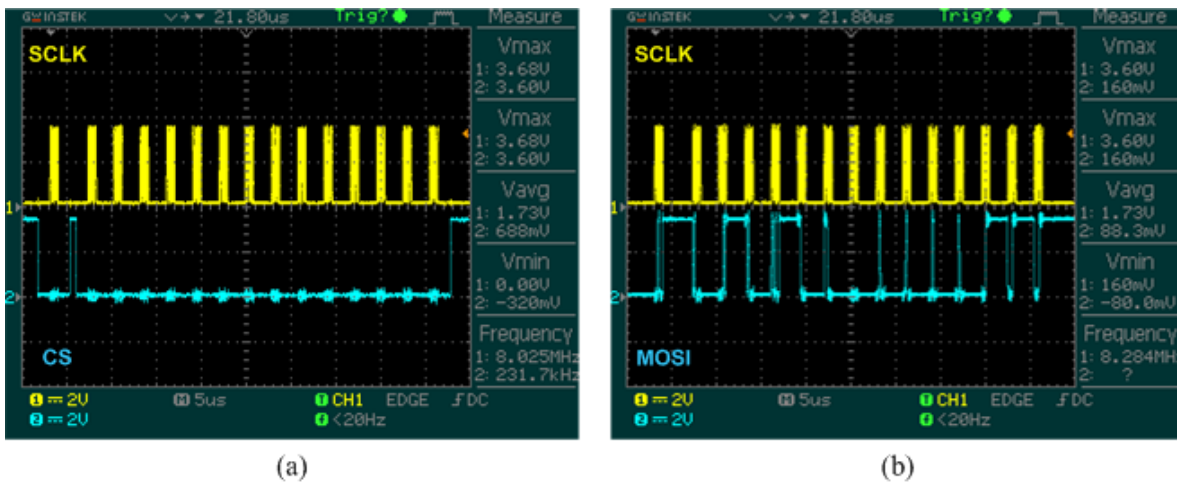


Figura 3.47 – Configuração do ADC das entradas analógicas de 4-20 mA.

Observando a Figura 3.47 (a) e (b), efetua-se uma transição do sinal CS para ‘0’ e envia-se pelo sinal MISO o comando 11h para colocar o ADC em modo de configuração, terminando ao colocar o sinal CS a ‘1’. De seguida provoca-se de novo uma transição do sinal de CS

para '0' e envia-se pela linha MOSI o endereço do primeiro registo, o número de registos -1 e de seguida os valores para os 12 registos de configuração, terminando a transferência ao ativar a transição do sinal de CS a '1'. Dada a configuração como concluída e observando a Figura 3.48 (a) e (b), efetua-se uma transição do sinal de CS para '0' e envia-se o comando 12h que coloca o ADC em modo de conversão, terminando com uma transição do sinal CS para '1'. De seguida, volta-se a provocar uma transição do sinal CS para '0' e envia-se o comando *start* (08h) para o ADC iniciar a conversão, terminando a transferência do comando com a transição do sinal CS para '1'.

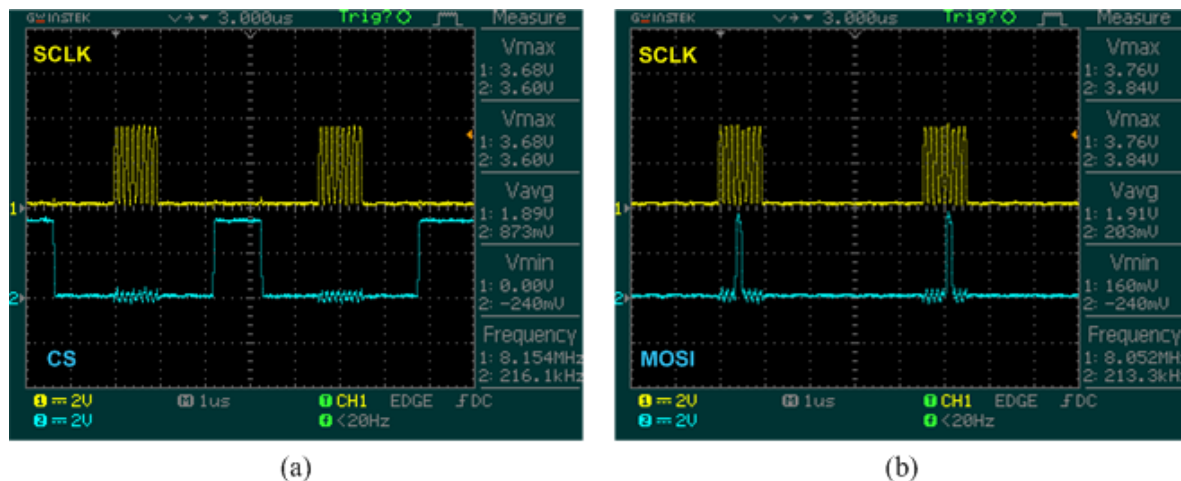


Figura 3.48 – Preparar e iniciar uma conversão com o ADC.

O resultado de uma conversão fica disponível quando o sinal DRDY sofre uma transição de '1' para '0'. Assim, observando a Figura 3.49 (a) e (b), nota-se que ambos os sinais CS são o sinal CS no momento em que se inicia a transferência dos dados do ADC para o microcontrolador. Deste modo, verifica-se que o sinal CS só faz a transição para '0' quando o sinal DRDY está a '0', o que significa que já existe uma amostra disponível. Por outro lado, é de verificar também que quando o sinal CS transita para '1', no final da transferência, o sinal DRDY ainda está a '1', o que significa que o microcontrolador já está disponível para transferir a próxima amostra e não existe a possibilidade de corrupção dos dados.

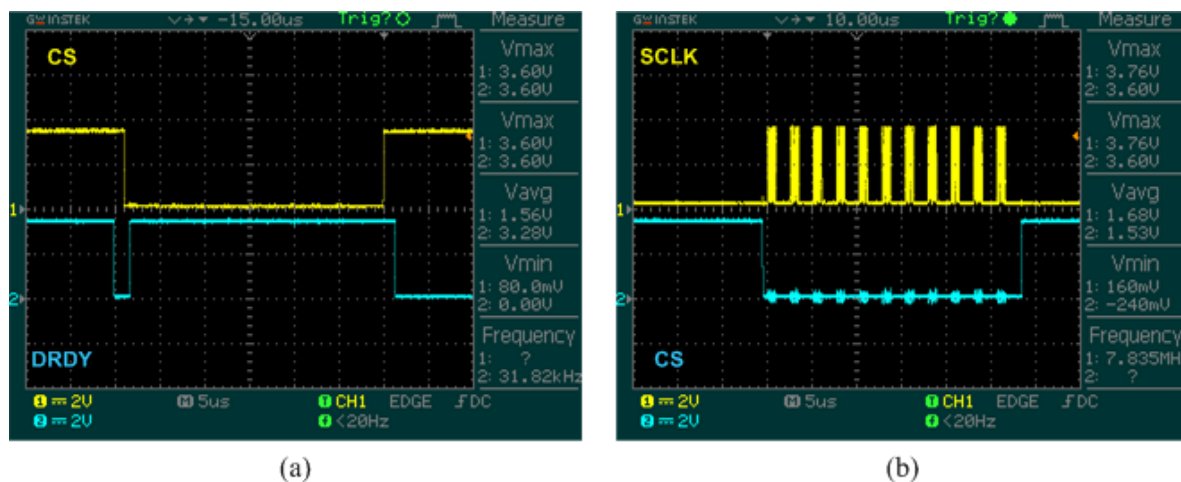


Figura 3.49 – Momento em que uma conversão fica disponível para ser transferida.

De acordo com os diagramas da Figura 3.49, depois do sinal de CS passar a '0', como os dados transferidos para o ADC não serão utilizados por este, o nível do sinal MOSI é indiferente, tendo sido colocado ao nível baixo (Figura 3.50 (a)). No entanto, observando a

Figura 3.50 (b), são transferidos pelo sinal MISO os 11 *bytes* de dados da conversão do ADC para o microcontrolador.

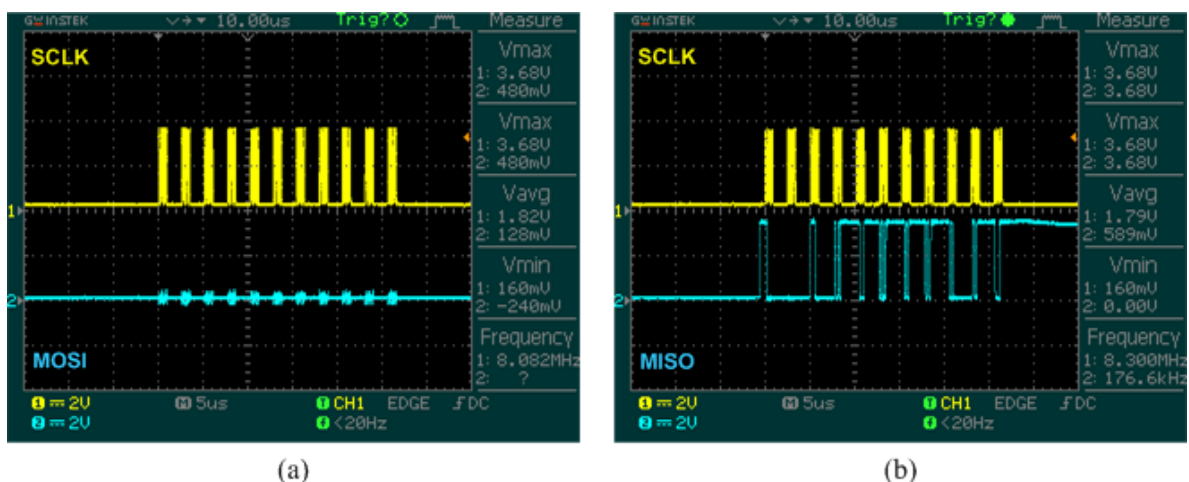


Figura 3.50 – Transferência de dados: (a) sinal CS, (b) sinal de MOSI.

Os dados resultantes da conversão são guardados num vetor que se encontra representado na Figura 3.52. Uma vez concluída a transferência da conversão realizada pelo ADC e supondo que não são necessárias mais conversões, envia-se o comando *stop* para parar o processo de conversão. Assim, de acordo com a Figura 3.51, ativa-se a transição do sinal CS para ‘0’ e envia-se pelo sinal MOSI o comando *stop* (0Ah), terminando o processo com a transição do sinal CS para ‘1’.

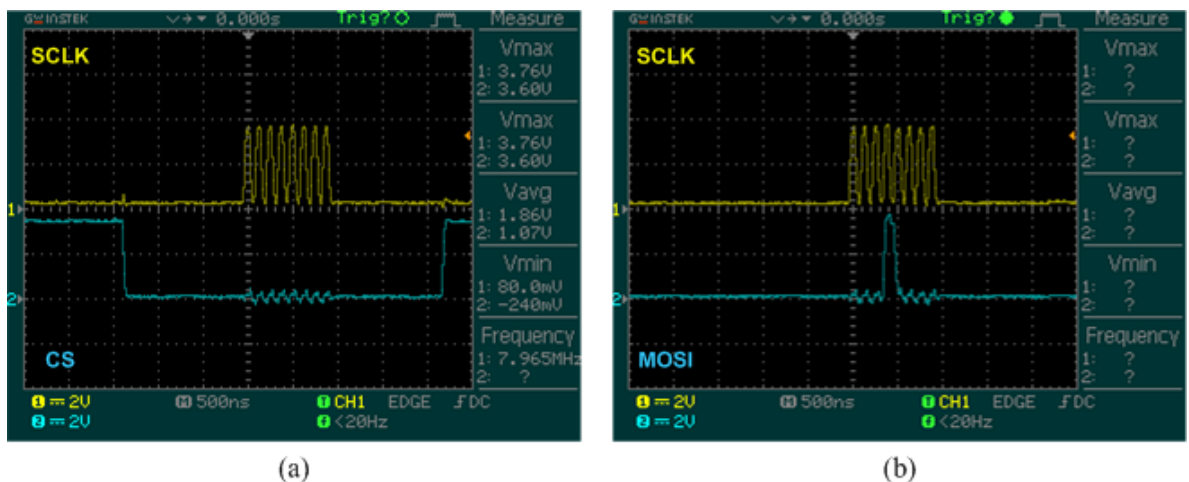


Figura 3.51 – Envio do comando *stop* para parar processo de conversão.

Expression	Value	Location
ARRAY	<array>	Memor
[0]	192	Memor
[1]	0	Memor
[2]	240	Memor
[3]	75 → MSB [Canal1]	Memor
[4]	225 → LSB [Canal1]	Memor
[5]	75 → MSB [Canal2]	Memor
[6]	211 → LSB [Canal2]	Memor
[7]	103 → MSB [Canal3]	Memor
[8]	144 → LSB [Canal3]	Memor
[9]	103 → MSB [Canal4]	Memor
[10]	135 → LSB [Canal4]	Memor

Figura 3.52 – Vetor de resultados da conversão dos 4 canais do ADC.

Finalizado o processo de conversão, segue-se a análise dos dados que foram guardados no vetor de resultados representado na Figura 3.52. As primeiras 3 posições do vetor representam o estado dos canais do ADC e serão descartadas, sobrando as partes dos dados MSB e LSB de cada canal. Para juntar as partes MSB e LSB de cada canal, aplicando a expressão (3.19), vem:

$$Valor_{ADC\_Canal\_1} = 75 \times 256 + 225 = 19425$$

$$Valor_{ADC\_Canal\_2} = 75 \times 256 + 211 = 19411$$

$$Valor_{ADC\_Canal\_3} = 103 \times 256 + 144 = 26512$$

$$Valor_{ADC\_Canal\_4} = 103 \times 256 + 135 = 26503$$

Como,

$$0 \leq Valor_{ADC} \leq 32767$$

Então, é possível obter os valores de tensão convertidos pelo ADC para cada canal, através a expressão (3.26):

$$V_{ADC\_Canal\_1} = \frac{4 \times 19425}{32767} = 2.3713V$$

$$V_{ADC\_Canal\_2} = \frac{4 \times 19411}{32767} = 2.3696V$$

$$V_{ADC\_Canal\_3} = \frac{4 \times 26512}{32767} = 3.2364V$$

$$V_{ADC\_Canal\_4} = \frac{4 \times 26503}{32767} = 3.2353V$$

Analisando estes resultados, nota-se que as tensões convertidas pelo ADC são próximas das tensões que foram colocadas na entrada de cada canal. Tendo em consideração a abordagem realizada nesta e na secção anterior, definiu-se que para cada canal das entradas analógicas de 4-20 mA, com o objetivo de detetar vibrações através de acelerómetros, serão convertidas 4096 ou 12000 amostras de 2 kHz a 32 kHz.

### 3.8 Entradas Digitais

Como já foi referido anteriormente, uma entrada digital consiste no estabelecimento de um nível lógico baixo ou alto consoante a amplitude de um sinal externo. As entradas e saídas digitais tem em comum um dispositivo que permite o isolamento elétrico entre as entradas ou saídas digitais e o microcontrolador. Este dispositivo é designado de *acoplador ótico* cuja principal função é proteger o microcontrolador. Desta forma, foi selecionado um acoplador ótico com saídas a transístores, de 4 canais, em que 2 canais são utilizados nas entradas digitais e os restantes 2 canais utilizados nas saídas digitais.

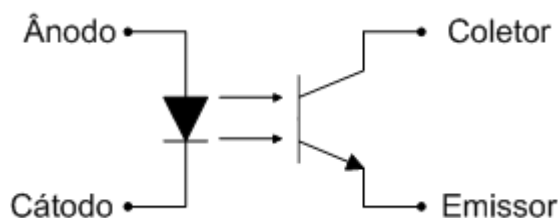


Figura 3.53 – Esquema de um acoplador ótico com saída a transístor.

Deste modo, pode ser consultado o esquemático elétrico completo das entradas digitais no Anexo A.8. Quanto ao acoplador ótico referido, este contempla as características mencionadas na Tabela 3.7.

Tabela 3.7 – Características do acoplador ótico.

Características	Valor
CTR <sub>[mínimo]</sub> ( <i>Current Transfer Ratio</i> )	50 %
I <sub>F [máximo]</sub> ( <i>Input Forward Current</i> )	50 mA
V <sub>F [típico]</sub> ( <i>Input Forward Voltage</i> )	1.2 V
I <sub>C [máximo]</sub> ( <i>Collector Current</i> )	50 mA
V <sub>CE [saturado]</sub> ( <i>Collector-Emitter Voltage</i> )	0.4 V
Temperatura de funcionamento	-55 °C a 110 °C

O CTR (*Current Transfer Ratio*) é uma característica muito importante no funcionamento dos acopladores óticos, uma vez que indica a relação entre a corrente de saída e a corrente de entrada do acoplador e é dado pela expressão:

$$CTR[\%] = \frac{I_C}{I_F} \times 100 \quad (3.31)$$

A Figura 3.54 demonstra o esquema elétrico equivalente utilizado para implementar uma saída digital onde V<sub>1</sub> é uma entrada externa que irá desencadear um nível lógico alto ou baixo na entrada do microcontrolador.

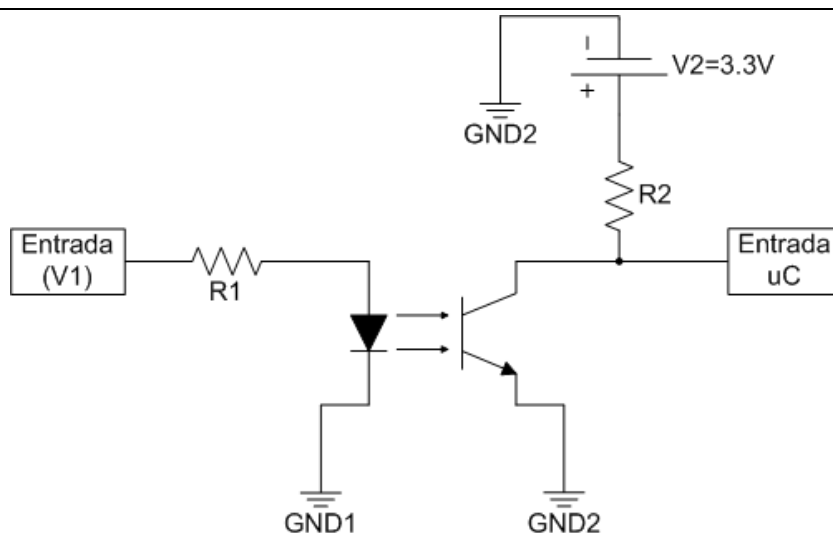


Figura 3.54 – Esquema elétrico equivalente de uma entrada digital.

Se a entrada  $V_1 = 24\text{ V}$ , o LED é diretamente polarizado, o foto-transistor é percorrido por uma corrente  $I_C$ , ou seja, entra em condução na região de saturação. Uma vez que o foto-transistor está saturado, a tensão na entrada do microcontrolador será aproximadamente a tensão  $V_{CE}$  do foto-transistor saturado,  $0\text{ V}$ , o que implica o estado lógico baixo ‘0’.

Se a entrada  $V_1 = 0\text{ V}$ , o LED não é polarizado, o foto-transistor não entra em condução, ou seja, está na região de corte e fica em aberto. Deste modo, a tensão na entrada do microcontrolador será  $3.3\text{ V}$ , o que implica que esteja no estado lógico alto ‘1’.

No entanto, é necessário projetar as resistências  $R_1$  e  $R_2$  de forma a limitar a corrente  $I_F$  e  $I_C$  tendo em consideração as características mencionadas na Tabela 3.7. Para proceder ao cálculo de  $R_1$  tem de se ter em consideração que  $I_F$  não pode ser superior a  $50\text{ mA}$ . Deste modo, estipula-se que  $I_F$  será igual ou inferior a  $5\text{ mA}$  que é a corrente típica utilizada no funcionamento do acoplador ótico. No entanto, só teremos corrente  $I_F$  quando  $V_1 = 24\text{ V}$ , do qual resulta a expressão:

$$I_F \times R_1 = V_1 - V_F \quad (3.32)$$

Aplicando a expressão (3.32), vem:

$$R_1 \geq \frac{24 - 1.2}{5 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow R_1 \geq 4.56\text{ k}\Omega$$

Assim, se se definir  $R_1 = 4.7\text{ k}\Omega$  e recorrendo de novo à expressão (3.32), vem:

$$I_F = \frac{24 - 1.2}{4.7 \times 10^3} = 4.851\text{ mA}$$

Desta forma, para  $R_1 = 4.7\text{ k}\Omega$ , teremos uma corrente  $I_F = 4.851\text{ mA}$ . Uma vez definido o valor de  $R_1$ , falta definir o valor de  $R_2$  que tem como objetivo limitar a corrente  $I_C$  que será maior quando o foto-transistor está a conduzir na região de saturação e garantir a tensão de  $3.3\text{ V}$  (*pull-up*) quando o foto-transistor está na região de corte. Tendo em consideração que a corrente  $I_C$  não pode ser superior a  $50\text{ mA}$ , basta verificar se  $R_2 = R_1$  permite obter esta situação.



Recorrendo à expressão (3.31):

$$I_C = \frac{CTR \times I_F}{100} = \frac{50 \times 4.851}{100} = 2.426 \text{ mA}$$

Como,

$$V_2 = V_{CE} + I_C \times R_2 \quad (3.33)$$

Aplicando a expressão (3.33), vem:

$$R_2 \geq \frac{V_2 - V_{CE[\text{saturado}]}}{I_C} \Leftrightarrow R_2 \geq \frac{3.3 - 0.4}{2.426 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow R_2 \geq 1.20 \text{ k}\Omega$$

Assim, pode-se definir que  $R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$  e assegura-se que a corrente  $I_C$  máxima não é, decerto, ultrapassada.

A Figura 3.55 representa o resultado da implementação prática do circuito abordado para as entradas digitais.

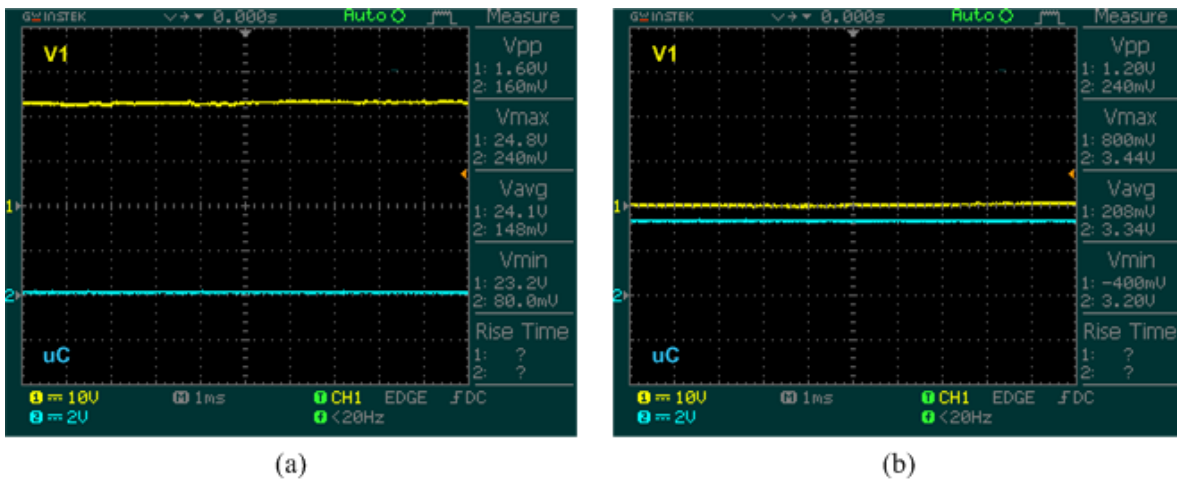


Figura 3.55 – (a) Entrada digital no nível baixo, (b) Entrada digital no nível alto.

Observando a Figura 3.55 (a), o sinal de  $V_1$  está a 24 V e a entrada do microcontrolador está a 0 V, ou seja, tem-se uma entrada digital com um nível lógico baixo ‘0’. Por outro lado, na Figura 3.55 (b) o sinal de  $V_1$  está a 0 V e a entrada do microcontrolador está a 3.3 V, ou seja, tem-se uma entrada digital com um nível lógico alto ‘1’.

### 3.9 Saídas Digitais

Uma saída digital consiste num interruptor que abre ou fecha o circuito consoante o nível lógico na saída do microcontrolador. Deste modo, pretende-se implementar 2 saídas digitais que usam o mesmo tipo de acoplador ótico utilizado nas entradas digitais com o objetivo de permitir o isolamento elétrico (galvânico) entre o microcontrolador e um relé. Como o microcontrolador debita no máximo 6 mA por pino, significa que a corrente fornecida pelo acoplador ótico pode não ser suficiente, pelo que, se recorre a um transistor *Darlington*. Por outro lado, uma vez que ao desligar o relé existe o risco de ocorrer uma tensão inversa elevada que poderá danificar o transistor *Darlington*, coloca-se um diodo *schottky* em paralelo com o relé, para prevenir essa situação. O esquemático elétrico completo das saídas digitais



pode ser consultado no Anexo A.8. A Tabela 3.8 demonstra algumas das características do transistor *Darlington* e do relé utilizados.

Tabela 3.8 – Características do transistor *Darlington* e do relé.

Transistor <i>Darlington</i>		Relé	
$I_C$ [máximo] ( <i>Collector Current</i> )	500 mA	Tensão Nominal	5 V DC
$I_B$ [máximo] ( <i>Base Current</i> )	100 mA	Corrente Nominal	36 mA
$V_{CE}$ [saturado] ( <i>Collector-Emitter Voltage</i> )	1 V	Resistência da bobine	139 $\Omega$
$V_{BE}$ ( <i>Base-Emitter Voltage</i> )	1.4 V	Máxima corrente de comutação	1 A
Temperatura de funcionamento	-65 °C a 150 °C	Temperatura de funcionamento	-40 °C a 70 °C

Analisando a Figura 3.56, que representa o esquema elétrico equivalente de uma saída digital, podemos verificar que quando a saída do microcontrolador tem um nível lógico baixo ‘0’ apresenta um nível de tensão de aproximadamente 0 V o que é insuficiente para polarizar o LED e, por sua vez, o foto-transistor entra na região de corte e não conduz. Como o foto-transistor não conduz, o transistor *Darlington* também está na região de corte e não conduz, colocando o circuito em aberto. Desta forma, como não existe circulação de corrente para acionar o relé, este mantém o seu contacto aberto.

Por outro lado, se a saída do microcontrolador tem um nível lógico alto ‘1’ apresenta um nível de tensão de aproximadamente 3.3 V o que é suficiente para polarizar o LED, que uma vez polarizado o foto-transistor entra em condução, o transistor *Darlington* entra em condução e fecha o circuito permitindo que circule uma corrente que aciona o relé, que por sua vez fecha o seu contacto.

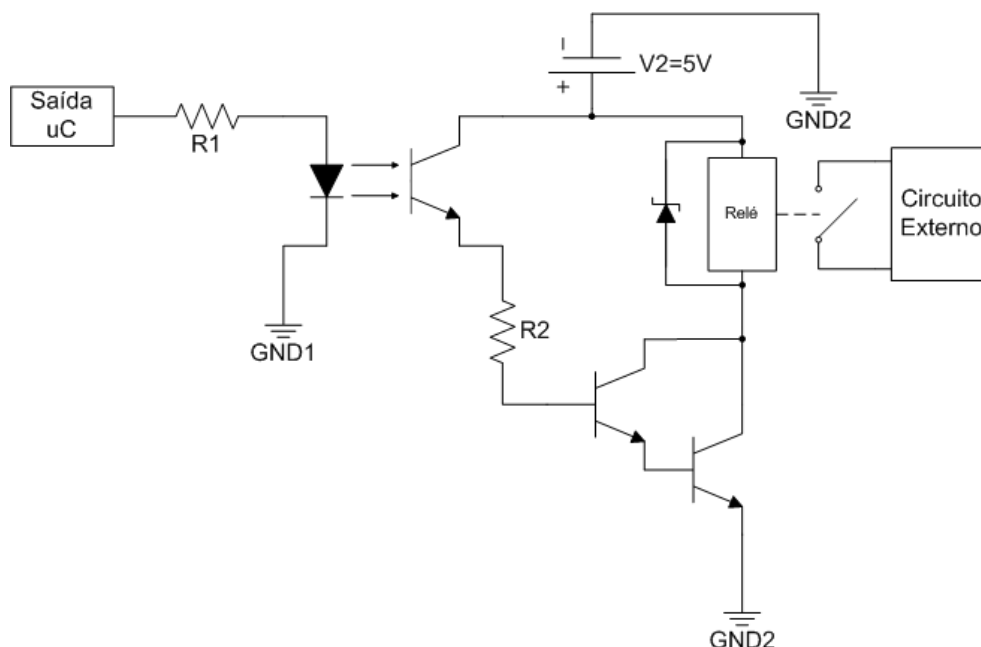


Figura 3.56 – Esquema elétrico equivalente de uma saída digital.

De forma a limitar a corrente  $I_F$  e  $I_C$ , tem de se projetar o valor das resistências  $R_1$  e  $R_2$ , respetivamente. Em relação a  $R_1$ , é necessário ter em consideração que a corrente máxima que cada pino do microcontrolador debita é cerca de 6 mA e que a corrente  $I_F$  máxima é 50 mA,

pelo que se pode definir uma corrente  $I_F$  igual ou inferior a 5 mA. Assim, projeta-se  $R_1$  para o caso mais crítico que é quando a saída do microcontrolador tem o nível lógico ‘1’, 3.3 V, pelo que nesse caso se tem:

$$I_F \times R_1 = \text{Saída } \mu C - V_F \quad (3.34)$$

Aplicando a expressão (3.34), vem:

$$R_1 \geq \frac{3.3-1.2}{5 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow R_1 \geq 420 \Omega$$

Se se definir  $R_1 = 470 \Omega$  e recorrendo de novo a expressão (3.34), vem:

$$I_F = \frac{3.3-1.2}{470} = 4.468 \text{ mA}$$

Com uma resistência  $R_1 = 470 \Omega$ , assegura-se o bom funcionamento do microcontrolador e do acoplador ótico. Agora resta efetuar o mesmo procedimento para a resistência  $R_2$ , tendo em consideração que para o foto-transístor a corrente  $I_C$  máxima é de 50 mA e para o transístor *Darlington* o  $I_B$  máximo é de 100 mA. O caso mais crítico é quando o foto-transístor entra em condução na região de saturação que é quando  $I_C$  é maior. Analisando o circuito obtém-se a expressão:

$$V_2 = V_{CE} + I_C \times R_2 \quad (3.35)$$

Sabendo que  $I_C < 50 \text{ mA}$  e aplicando a expressão (3.35), vem:

$$R_2 \geq \frac{V_2 - V_{CE[\text{saturado}]}}{I_C} \Leftrightarrow R_2 \geq \frac{5-0.4}{50 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow R_2 \geq 58 \Omega$$

Assim, tendo em consideração os cálculos anteriores e os resultados obtidos pode-se utilizar uma resistência  $R_2 = R_1 = 470 \Omega$ .

Foi realizado um teste experimental com a saída digital, colocando um LED de cor vermelha no local designado por “Circuito Externo” representado na Figura 3.56, de forma a verificar se o circuito apresenta o funcionamento pretendido. Os resultados deste teste experimental estão representados na Figura 3.57 (a) e (b).

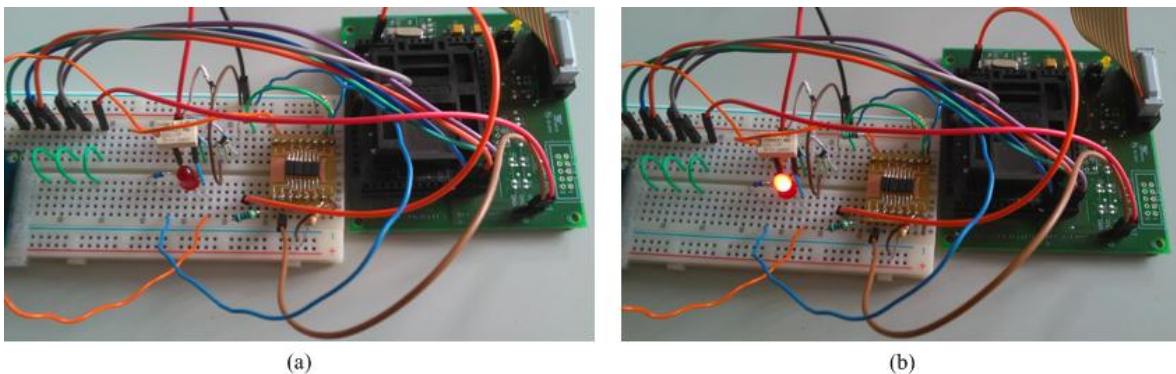


Figura 3.57 – Teste experimental realizado à saída digital com um LED.

Na Figura 3.57 (a) colocou-se a saída do microcontrolador a ‘0’, o contacto do relé manteve o circuito do LED de cor vermelha aberto e este ficou desligado. Na Figura 3.57 (b) colocou-se

a saída do microcontrolador a '1', o contacto do relé fechou o circuito do LED de cor vermelha e este ficou ligado.

### 3.10 Memória Externa

Anteriormente descreveram-se as características do microcontrolador que foi selecionado para este projeto. No entanto, não foi feita uma análise muito aprofundada sobre a memória desse microcontrolador. Ora, tal como foi descrito, o microcontrolador é constituído por uma memória não-volátil também designada de memória *flash* de 60.256 kB e uma memória RAM de 2 kB. A memória *flash* é utilizada para armazenar o código do *firmware* e dados do microcontrolador e a memória RAM é utilizada para armazenar dados (variáveis, endereços, entre outros). A diferença é que a memória RAM é muito mais rápida que a *flash* mas, por outro lado, quando esta é desligada da sua alimentação, a RAM perde os dados armazenados e a *flash* não perde os seus dados. Ao analisar este projeto quanto à necessidade de memória, o caso mais crítico é quando é necessário armazenar 12000 amostras dos 4 acelerómetros (vibrações) simultaneamente. Contemplando os dados analisados anteriormente é possível obter a capacidade de memória necessária através da seguinte expressão:

$$Capacidade\ de\ Memória = N^o\ Amostras \times N^o\ Bytes \times N^o\ Sensores \quad (3.36)$$

Como o ADC responsável pela aquisição das vibrações tem uma resolução de 16 *bits*, tem-se:

$1 amostra \rightarrow 2 bytes (16 bits)$

Aplicando a expressão (3.36), vem:

$$\text{Capacidade de Memória} = 12000 \times 2 \times 4 = 96000 \text{ bytes} = 93.75 \text{ kB}$$

Observando estes resultados, nota-se que o microcontrolador não tem capacidade de memória suficiente para armazenar uma aquisição dos canais de vibração. Deste modo, opta-se por utilizar uma memória externa, do tipo SRAM, com uma capacidade de 128 kB (1 *Mbit*), com interface SPI e temperatura de funcionamento entre -40 °C e 85 °C. Dispõe ainda de 3 modos de escrita/leitura de dados: *byte*, sequencial e página. Neste caso, apenas será utilizado o modo de escrita/leitura sequencial na memória, que é o que se pretende. Tal como no Anexo A.3, a Figura 3.58 representa a configuração elétrica da SRAM.

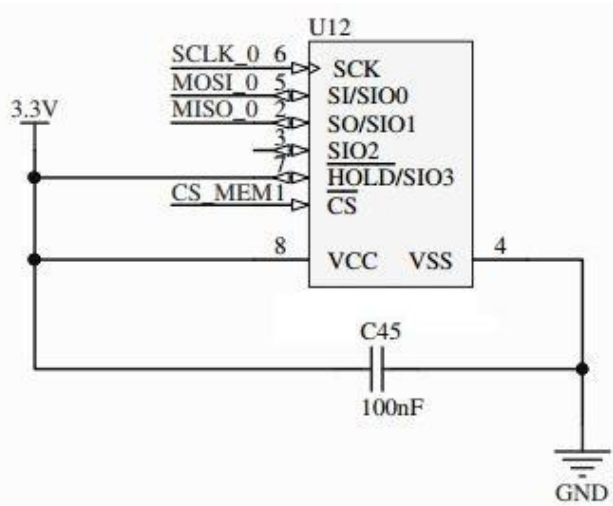


Figura 3.58 – Configuração elétrica da SRAM.

Tal como referido anteriormente, o microcontrolador dispõe de dois canais SPI e a interação com a SRAM, à semelhança de todos os dispositivos ADC, é realizada via SPI. De forma a poder utilizar a SRAM e pelo menos um ADC simultaneamente, estes terão de ficar ligados em canais SPI diferentes. Ou seja, a SRAM fica ligada no primeiro canal SPI e os dispositivos ADC ficam ligados no segundo canal SPI. A interface SPI entre a SRAM e o microcontrolador é implementada através dos pinos CS, SCLK, SI e SO e deve ser configurada da seguinte forma: sinal de *clock* SCLK até 20 MHz com a sua polaridade a '0' e fase a '1', o microcontrolador desempenha a função de mestre e a SRAM a função de escravo e a transferência é de 8 *bits* de dados, onde o *bit* MSB é transmitido primeiro. Os pinos SI e SO serão, a partir deste momento, designados de MOSI e MISO, respetivamente. Uma vez configurada a interface SPI, procede-se à configuração do modo de escrita/leitura. Assim, efetua-se uma transição do sinal CS para '0' e envia-se, pelo sinal MOSI para a SRAM, um comando de configuração (01h), seguido do modo de escrita/leitura (41h) que neste caso corresponde ao modo sequencial, terminando a transferência com uma transição do sinal CS para '1', tal como indica a Figura 3.59.

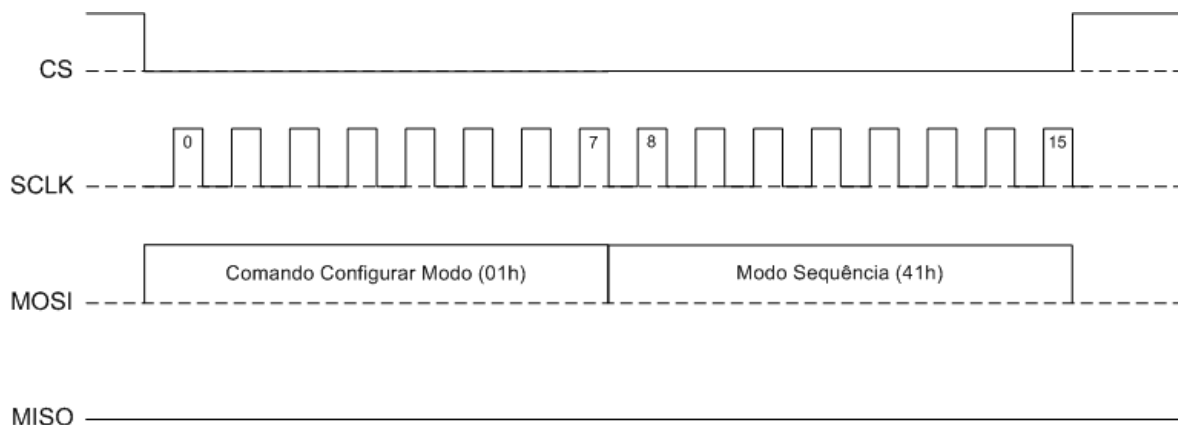


Figura 3.59 – Sequência temporal da configuração da SRAM em modo sequência.

Estando concluída a configuração, pode-se iniciar a escrita na SRAM. Assim, de acordo com a Figura 3.60 efetua-se a transição do sinal CS para '0' e envia-se, sequencialmente, pelo sinal MOSI o comando de escrita (02h), seguido do endereço inicial de 24 *bits* e, posteriormente, os dados que se pretendem armazenar, finalizando com uma transição do sinal CS para '1'. Durante o processo de escrita na SRAM, o sinal MISO é colocado no nível lógico baixo.

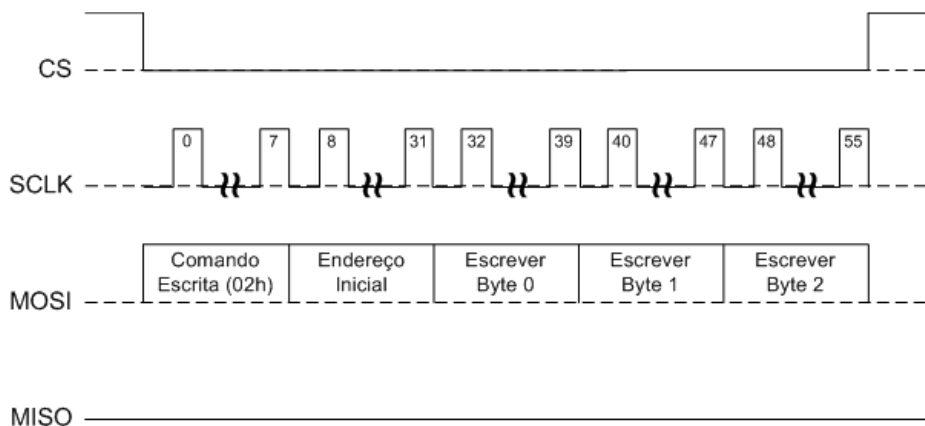


Figura 3.60 – Sequência temporal da escrita de dados na SRAM.

Uma vez que os dados já foram escritos, é necessário ler da SRAM para ter acesso a esses dados. Seguindo a sequência temporal apresentada na Figura 3.61, observa-se que para ler da memória o procedimento é semelhante ao processo de escrita, ou seja, efetua-se uma transição do sinal CS para '0', envia-se pelo sinal MOSI o comando de leitura (03h), seguido do endereço inicial de 24 *bits* e recebem-se, sequencialmente, pelo sinal MISO os dados armazenados, finalizando com uma transição do sinal CS para '1'. O endereço inicial de 24 *bits* mencionado é a posição inicial a partir da qual se deseja começar a escrever/ler da SRAM.

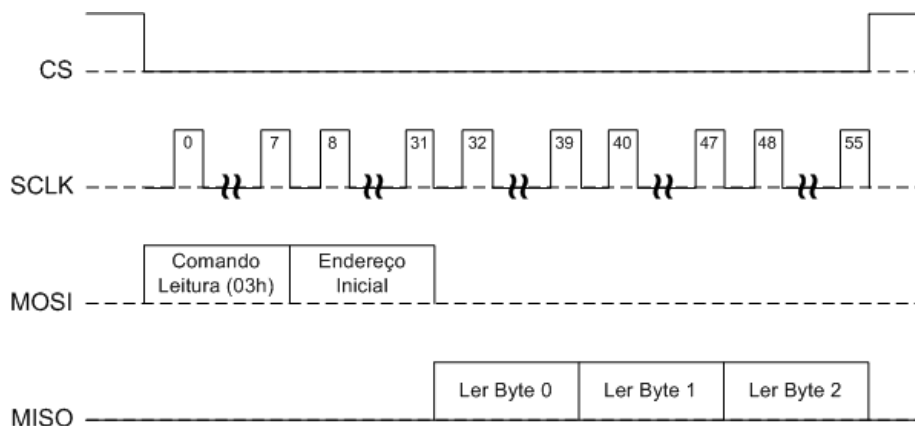


Figura 3.61 – Sequência temporal da leitura de dados da SRAM.

Foi realizado um teste experimental onde a interface SPI foi configurada conforme descrito anteriormente. Deste modo, pretende-se escrever e ler um vetor de 8 *bytes* para a SRAM utilizando o modo sequencial. Os dados são escritos a partir da posição 0 da SRAM e serão lidos a partir da mesma posição.

Expression	Value	Location
DATA_IN	<array>"IJ..."	Memory:
[0]	'I' (0x49)	Memory:
[1]	'J' (0x4A)	Memory:
[2]	'K' (0x4B)	Memory:
[3]	'L' (0x4C)	Memory:
[4]	'M' (0x4D)	Memory:
[5]	'N' (0x4E)	Memory:
[6]	'O' (0x4F)	Memory:
[7]	'P' (0x50)	Memory:

(a)

Expression	Value	Location
DATA_OUT	<array>"IJ..."	Memory:
[0]	'I' (0x49)	Memory:
[1]	'J' (0x4A)	Memory:
[2]	'K' (0x4B)	Memory:
[3]	'L' (0x4C)	Memory:
[4]	'M' (0x4D)	Memory:
[5]	'N' (0x4E)	Memory:
[6]	'O' (0x4F)	Memory:
[7]	'P' (0x50)	Memory:

(b)

Figura 3.62 – (a) Dados escritos na SRAM, (b) Dados lidos da SRAM.

Na Figura 3.62 (a) está representado o vetor que contém os 8 *bytes* que serão escritos na SRAM pela ordem no qual se encontram organizados: I, J, K, L, M, N, O e P. Por outro lado, na Figura 3.62 (b) está representado o vetor que contém os 8 *bytes* que serão lidos da SRAM, que como se pode verificar estão de acordo com os que foram escritos. De seguida, para se perceber como se obtiveram estes resultados, demonstra-se o procedimento efetuado na interação com a SRAM.

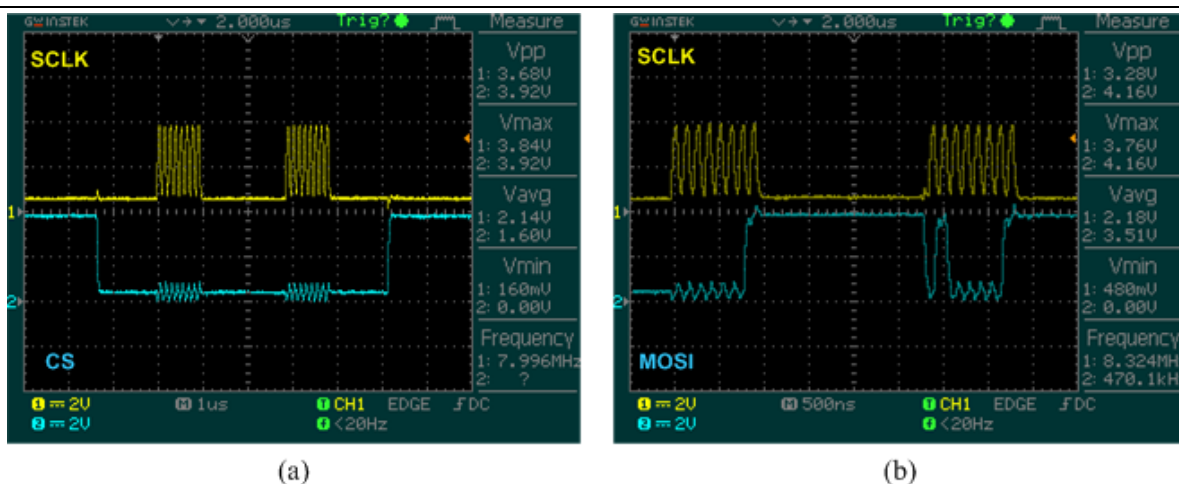


Figura 3.63 – Transferência do modo de configuração para a SRAM.

A Figura 3.63 representa o momento em que se procede à configuração do modo de escrita/leitura sequencial. Na Figura 3.63 (a) observa-se que o sinal CS faz uma transição para ‘0’ para o microcontrolador iniciar a transferência de dados para a SRAM. Na Figura 3.63 (b) observa-se através do sinal MOSI o envio do comando de configuração (01h) e do modo escrita/leitura (41h) para a SRAM.

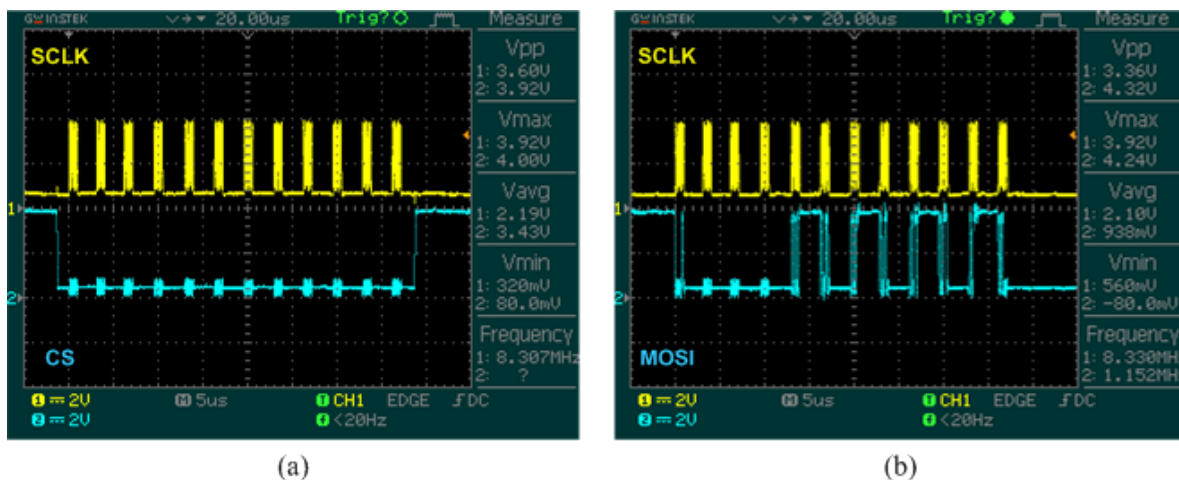


Figura 3.64 – Transferência de dados para a SRAM.

Dado que a memória já está configurada com o modo que se pretende, inicia-se a escrita de dados. Para isso tem de se efetuar uma transição do sinal CS para ‘0’, como indica a Figura 3.64 (a) e, observando a Figura 3.64 (b), envia-se através do sinal MOSI para a SRAM, o comando 02h para escrever, o endereço 0 e os dados do vetor ‘DATA\_IN’.

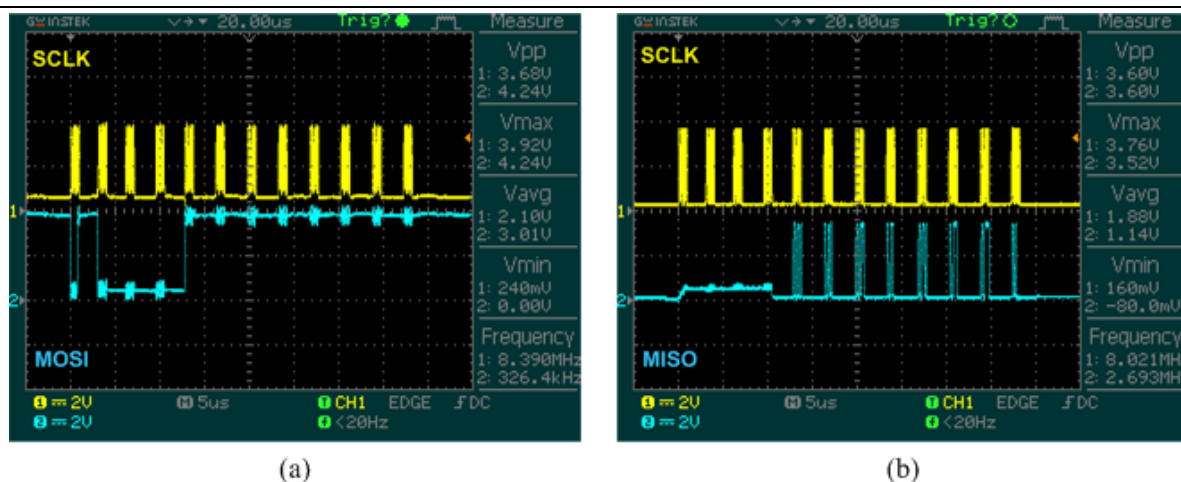


Figura 3.65 – Transferência de dados da SRAM.

Para ler os dados da SRAM efetua-se mais uma vez uma transição do sinal CS para ‘0’ de acordo com a Figura 3.64 (a). Observando a Figura 3.65 (a), envia-se, através do sinal MOSI para a SRAM, o comando 03h para ler, o endereço 0 e, de acordo com a Figura 3.65 (b), recebem-se os 8 *bytes* que estão a partir do endereço 0 pelo sinal MISO para o vetor ‘DATA\_OUT’ do microcontrolador.

### 3.11 Temperatura Ambiente

Para monitorizar a temperatura do *hardware*, com o objetivo de averiguar se o mesmo se encontra em bom estado de funcionamento, recorre-se a um sensor de temperatura digital. Este apresenta  $\pm 0.5$  °C de precisão, funciona de acordo com as temperaturas entre - 55 °C a 125 °C, com 12 *bits* de resolução e interface com o microcontrolador através do protocolo *1-Wire*. Tal como no Anexo A.3, a Figura 3.66 representa a configuração elétrica do sensor, onde para além dos pinos de alimentação (VDD e GND) com um condensador de 100 nF de desacoplamento e o pino de comunicação (DQ), se encontra ligado através de uma resistência de *pull-up* de 4.7 k $\Omega$  ao pino VDD, para que, quando o dispositivo não está a comunicar, tenha o sinal de comunicação no nível alto.

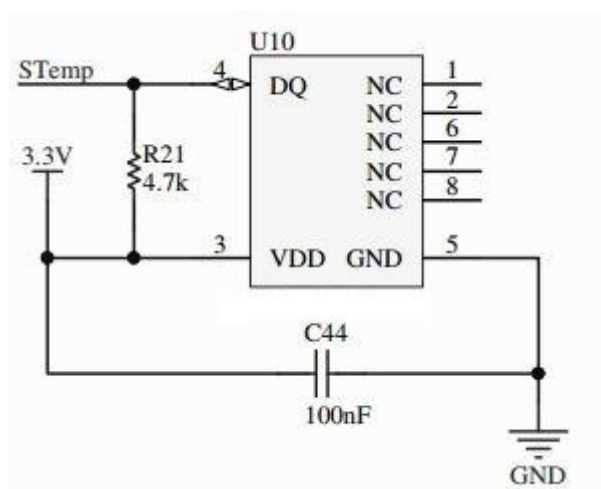


Figura 3.66 – Configuração elétrica do sensor de temperatura ambiente do *hardware*.



O sensor possui internamente uma ROM e memória constituída por uma SRAM e uma EPROM. A ROM armazena um código de 64 *bits*, único para cada dispositivo, utilizado para identificar o dispositivo quando se tem vários dispositivos “pendurados” no mesmo barramento. Quanto à memória, esta é constituída por uma SRAM que permite armazenar o valor de temperatura convertido, a configuração do sensor e outro tipo de registos. Em relação à EPROM, esta tem como objetivo armazenar limites de temperatura pré-estabelecidos pelo utilizador para futuramente lançar alarmes. De acordo com a Figura 3.67, apesar do ADC utilizado pelo sensor ter uma resolução de 12 *bits*, o sensor gera uma saída digital de 16 *bits* onde o valor da temperatura corresponde aos primeiros 11 *bits*, enquanto que para os restantes *bits*, se  $X = 0$  está-se perante uma temperatura positiva e se  $X = 1$  está-se perante uma temperatura negativa.

Dados de temperatura - MSB								Dados de temperatura - LSB							
Bit 15	Bit 14	Bit 13	Bit 12	Bit 11	Bit 10	Bit 9	Bit 8	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
X	X	X	X	X	$2^6$	$2^5$	$2^4$	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$	$2^{-1}$	$2^{-2}$	$2^{-3}$	$2^{-4}$

Figura 3.67 – Organização dos dados gerados pela saída digital do sensor.

Analisando a Tabela 3.9, que representa a temperatura em função da saída digital gerada pelo sensor, sabendo que a gama de temperaturas positivas [0 ; 125] °C pode ser convertida numa saída digital até 2000 valores e que a gama de temperaturas negativas [-0.5 ; -55] °C pode ser convertida numa saída digital até 880 valores, obtém-se a expressão para o incremento de temperatura, que é dada por:

$$\text{Incremento de Temperatura} = \frac{|Temperatura_{Máxima}| + |Temperatura_{Mínima}|}{Valores_{Positivos} + Valores_{Negativos}} \quad (3.37)$$

Tabela 3.9 – Saída digital em função da temperatura.

Temperatura [°C]	Saída Digital
125	2000
0.5	8
0	0
-0.5	65528
-55	64656

Aplicando a expressão (3.37), para calcular o incremento de temperatura, vem:

$$\text{Incremento de Temperatura} = \frac{|125| + |-55|}{2000 + 880} = 0.0625^\circ\text{C}$$

Desta forma, as temperaturas positivas podem ser obtidas através da expressão:

$$T [^\circ\text{C}] = \text{Saída Digital} \times 0.0625 \rightarrow 0 \leq \text{Saída Digital} \leq 2000 \quad (3.38)$$



E as temperaturas negativas podem ser obtidas através da expressão:

$$T[^\circ\text{C}] = (\text{Saída Digital} - 65536) \times 0.0625 \rightarrow 2000 < \text{Saída Digital} \leq 65536 \quad (3.39)$$

Uma vez que se consegue calcular uma temperatura através de uma saída digital gerada pelo sensor, falta então saber como obter essa saída digital. Uma vez configurado o pino de comunicação entre o microcontrolador e o sensor, o microcontrolador envia para o sensor o comando 44h para iniciar a conversão e define um tempo de espera de 750 ms. Concluído o tempo de espera, o sensor armazena o valor convertido na memória SRAM que fica disponível para ser lido pelo microcontrolador através do envio do comando BEh. Na Figura 3.68 estão representados os resultados obtidos na realização do teste experimental ao sensor de temperatura.

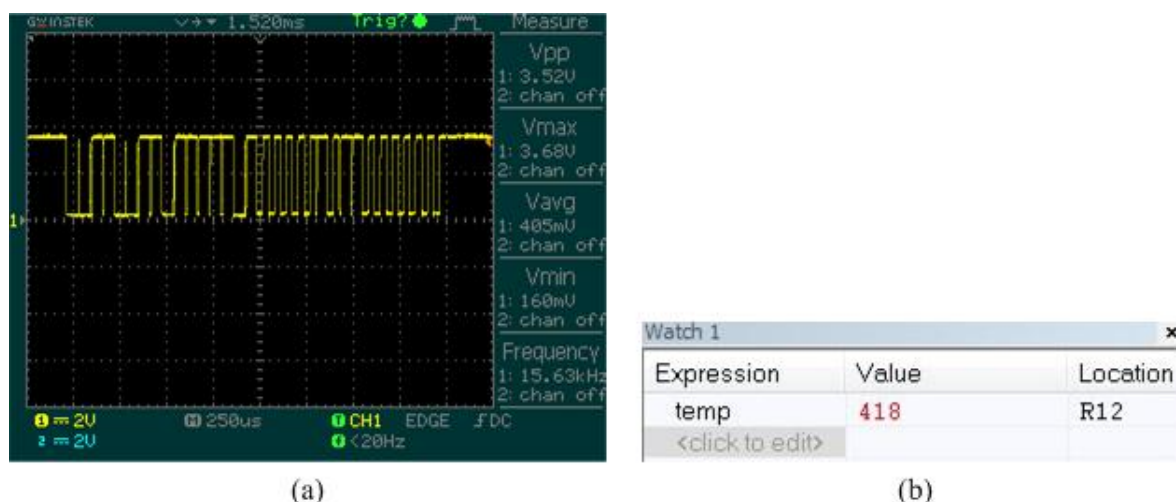


Figura 3.68 – (a) Sinal do pino de comunicação DQ, (b) Saída digital gerada pelo sensor.

Observando a Figura 3.68 (a) têm-se o sinal do pino de comunicação DQ correspondente à solicitação, através do microcontrolador, de uma conversão de temperatura. A Figura 3.68 (b) representa o valor da saída digital gerada pelo sensor e recebida pelo microcontrolador. Como o valor recebido é 418 e está entre 0 e 2000, aplica-se a expressão (3.38):

$$T = 418 \times 0.0625 = 26.125^\circ\text{C}$$

Concretizando, no teste experimental realizado, obteve-se a temperatura de 26.125 °C.

### 3.12 Comunicação RS-232

Neste caso, dado que um sistema deste tipo ao ser instalado numa unidade industrial terá de ser configurado e calibrado, a comunicação RS-232 tem como principal objetivo a configuração e calibração do sistema em si. No entanto, esta também poderá ser utilizada para a transferência das aquisições realizadas. Uma vez que hoje em dia é comum utilizar um computador com *software* específico para desempenhar as funções descritas anteriormente, torna-se bastante prático e simples a ligação do computador ao sistema por RS-232, o que se concretiza através da existência de um cabo conversor adaptador de USB para RS-232. Para a implementação desta funcionalidade utiliza-se um *transceiver* que faz a interface entre o cabo de comunicação (RS-232) e o microcontrolador (UART). Este *transceiver* permite taxas de transferência até 250 kbps, *slew rate* máximo de 30 V/us, proteção contra descargas

electroestáticas até  $\pm 15$  kV, consome 10 uA em *standby* e temperatura de funcionamento de  $-40$  °C a  $85$  °C. A sua configuração elétrica encontra-se representada na Figura 3.69 e está de acordo com o que é exigido pelo fabricante. Os pinos designados por RS232\_TXE, RS232\_RXE e GND ficam ligados ao cabo de comunicação e os pinos designados por RS232\_TX e RS232\_RX são ligados ao primeiro canal da UART do microcontrolador. Esta configuração permite que o *transceiver* permaneça em *standby* quando não existe comunicação e que entre em completo funcionamento quando existe comunicação.

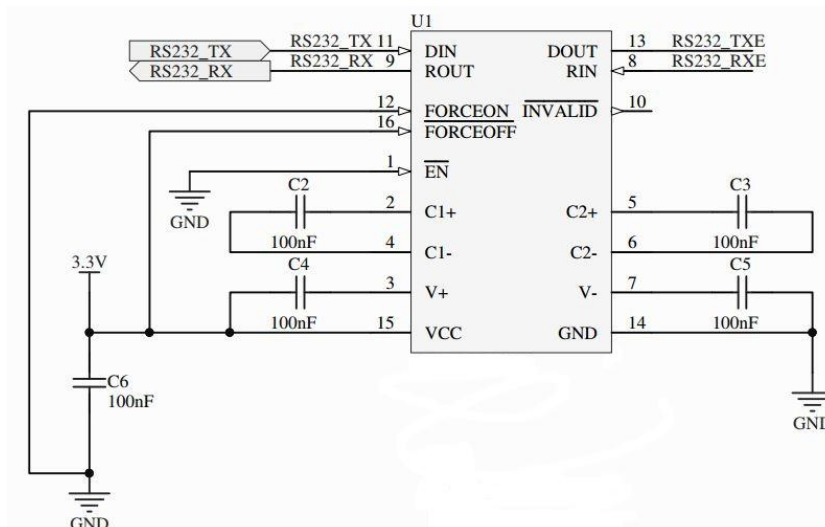


Figura 3.69 – Configuração elétrica do *transceiver* RS-232.

O esquemático elétrico completo do módulo de comunicação RS-232 pode ser consultado no Anexo A.10. Na elaboração do teste experimental ao *transceiver* recorreu-se ao *software* Hércules para estabelecer a comunicação via porta série com o microcontrolador, como indica a Figura 3.70.

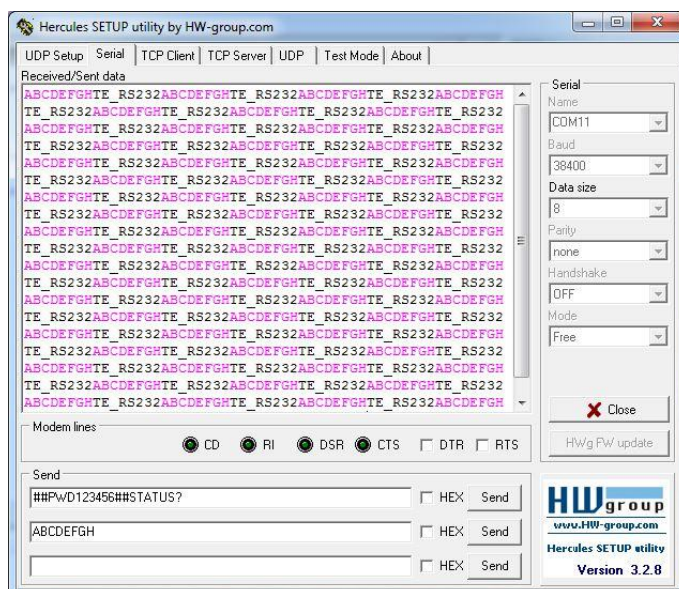


Figura 3.70 – Teste da comunicação RS-232 através do *software* Hércules.

De acordo com a Figura 3.70 configurou-se a porta COM 11 com uma taxa de transmissão de 38400 bps, para 8 *bits* de dados, sem *bit* de paridade, *handshake* desligado e modo *free*. Uma vez concluída a configuração, enviou-se para o microcontrolador 8 *bytes* de dados: ABCDEFGH. Ao receber os 8 *bytes* mencionados e pela ordem estabelecida, o

microcontrolador deve enviar como resposta, 8 *bytes*: TE\_RS232. No *software* Hércules, a mensagem enviada para o microcontrolador encontra-se representada a cor-de-rosa, enquanto que a mensagem recebida pelo *software* Hércules está representada a cor preta. Os sinais de TX (Transmissor) e RX (Recetor) do lado do RS-232 estão representados na Figura 3.71 (a) e do lado da UART pela Figura 3.71 (b).

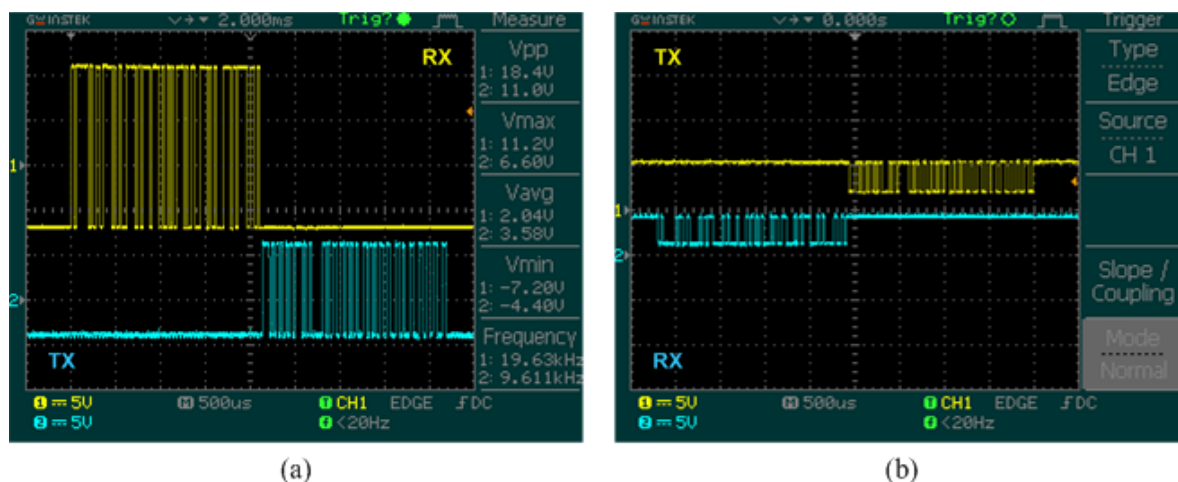


Figura 3.71 – (a) Sinais da comunicação RS-232, (b) Sinais da comunicação UART.

Observando a Figura 3.71 (a), o sinal RX representa os *bytes* transmitidos pelo *software* Hércules para o *transceiver* por RS-232, enquanto que o sinal TX representa os *bytes* que são enviados pelo *transceiver* para o *software* Hércules por RS-232. Observando a Figura 3.71 (b), o sinal RX representa os *bytes* que são enviados do *transceiver* para o microcontrolador através da UART, enquanto que o sinal TX representa os *bytes* que são enviados do microcontrolador para o *transceiver* através da UART. Tendo em consideração esta abordagem, pretendeu-se implementar a comunicação RS-232, seguindo um protocolo proprietário descrito no Anexo C, com uma taxa de transmissão de 115200 bps, embora os testes experimentais tenham sido realizados a uma taxa de transmissão de 38400 bps.

### 3.13 Comunicação RS-485

A comunicação RS-485 é mais adequada ao ambiente industrial. Neste projeto, tem como objetivo desempenhar as funções de transmissão de parâmetros para iniciar uma aquisição de variáveis e ativar saídas digitais, assim como receber os valores das amostras resultantes da aquisição de variáveis e do estado das entradas digitais. Adicionalmente, tem como objetivo futuro, a implementação de um protocolo de comunicação industrial, denominado *Modbus*. Para implementar esta funcionalidade utilizou-se um *transceiver* que faz a interface entre o cabo de comunicação (RS-485) e o microcontrolador (UART). Este *transceiver* permite comunicação *half-duplex*, com uma taxa de transmissão até 2.5 Mbps (*megabits per second*), proteção contra descargas electrostáticas até  $\pm 15$  kV, permite interligar até 32 dispositivos no mesmo barramento, consome 300  $\mu$ A quando está em *standby* e temperatura de funcionamento de  $-40$  °C a  $85$  °C. A Figura 3.72 representa a configuração elétrica do *transceiver*, onde os pinos designados por RS485\_A e RS485\_B ficam ligados ao cabo de comunicação e representam o par diferencial A (+) e B (-). Os pinos designados RS485\_TX e RS485\_RX são ligados ao segundo canal da UART (sendo o primeiro canal ligado ao

RS-232) e o pino designado por RS485\_EN é ligado a uma saída digital do microcontrolador. O dispositivo fica pronto para receber dados sempre que RS485\_EN tem o nível lógico baixo ‘0’ e o dispositivo fica pronto a transmitir sempre que RS485\_EN tem o nível lógico alto ‘1’.

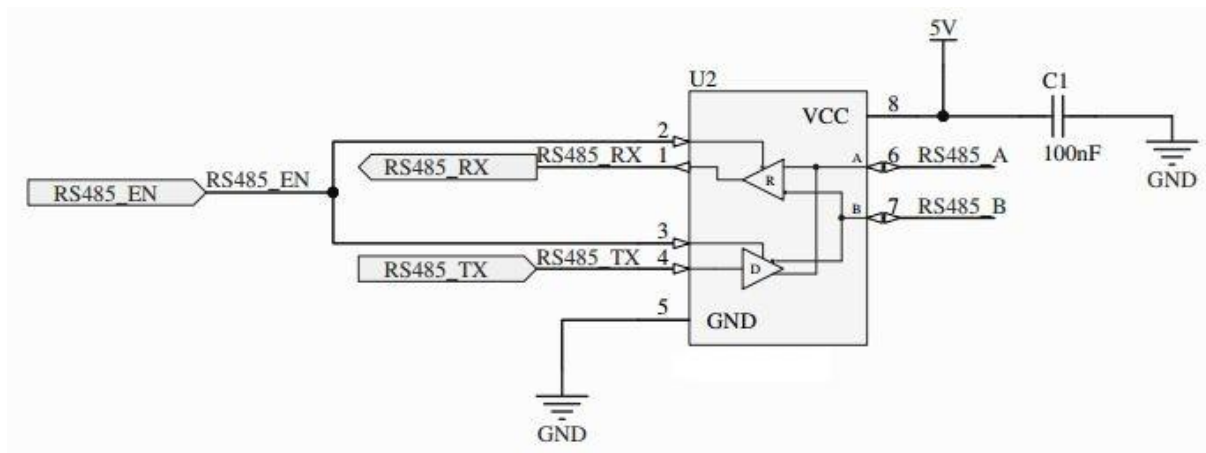


Figura 3.72 – Configuração elétrica do *transceiver* RS-485.

O esquemático elétrico completo da comunicação RS-485 pode ser consultado no Anexo A.10. Na elaboração do teste experimental ao *transceiver* recorreu-se ao *software* Hércules para estabelecer a comunicação via porta série com o microcontrolador, como indica a Figura 3.73. Isto foi possível utilizando um conversor de RS-232 para RS-485 ligado ao cabo conversor adaptador de USB para RS-232 que por sua vez é ligado ao computador.

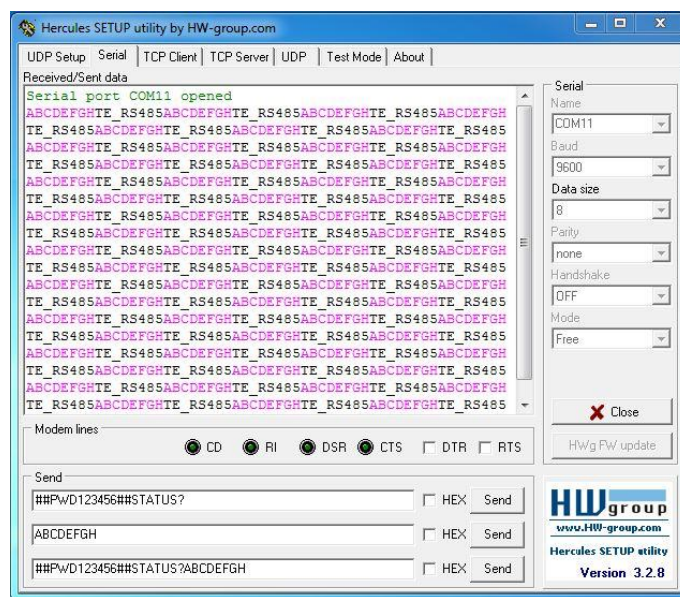


Figura 3.73 – Teste da comunicação RS-485 através do *software* Hércules.

De acordo com a Figura 3.73 configurou-se a porta COM 11 com uma taxa de transmissão de 9600 bps, para 8 *bits* de dados, sem *bit* de paridade, *handshake* desligado e modo *free*. Uma vez concluída a configuração, enviou-se para o microcontrolador 8 *bytes* de dados: ABCDEFGH. Ao receber aos 8 *bytes* mencionados e pela ordem estabelecida, o microcontrolador deve enviar como resposta, 8 *bytes*: TE\_RS485. Tal como mencionado na comunicação RS-232, no *software* Hércules a mensagem enviada para o microcontrolador encontra-se representada a cor-de-rosa, enquanto que a mensagem recebida pelo *software*



Hércules está representada a cor preta. Os sinais A e B do RS-485 estão representados na Figura 3.74 (a) e os sinais RX e TX da UART pela Figura 3.74 (b).

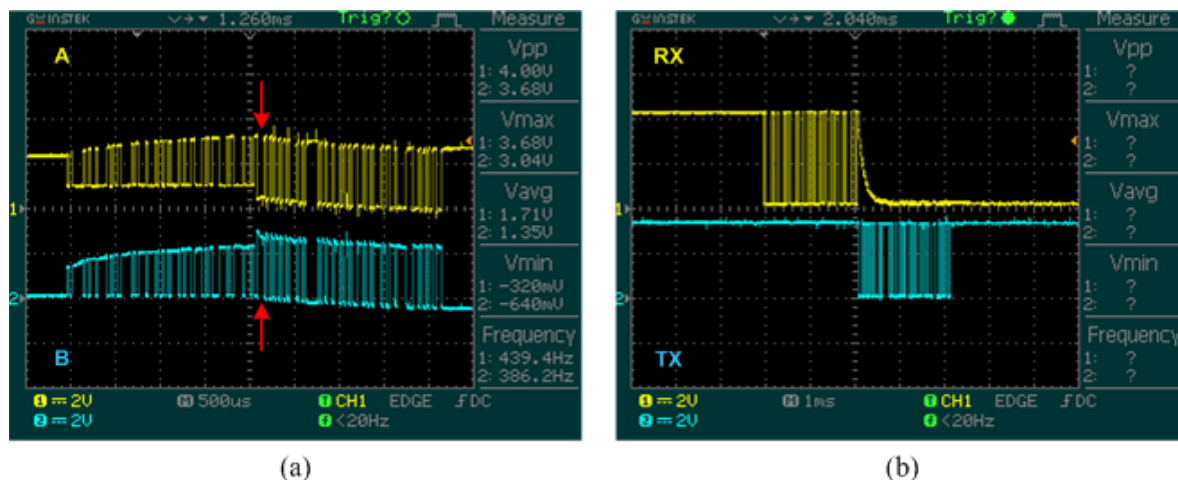


Figura 3.74 – (a) Sinais de A e B do RS-485, (b) Sinais de RX e TX da UART.

Observando a Figura 3.74 (a), o sinal A e B retratam o par diferencial RS-485 onde até às setas a vermelho estão representados os *bytes* que são transmitidos, no sentido do *software* Hércules para o microcontrolador. A partir das setas a vermelho estão representados os *bytes* que são transmitidos, no sentido do microcontrolador para o *software* Hércules. Observando a Figura 3.74 (b), o sinal RX representa os *bytes* que são enviados do *transceiver* para o microcontrolador através da UART, enquanto que o sinal TX representa os *bytes* que são enviados do microcontrolador para o *transceiver* através da UART. Tendo em consideração esta abordagem, pretende-se implementar a comunicação RS-485, seguindo um protocolo proprietário descrito no Anexo C, com uma taxa de transmissão de 115200 bps, embora os testes experimentais tenham sido realizados a uma taxa de transmissão de 9600 bps. Como objetivo futuro pretende-se implementar o protocolo industrial *Modbus*.

### 3.14 Sinalização Luminosa

A sinalização luminosa, tal como o nome indica, tem como objetivo sinalizar certos procedimentos do *hardware* com o objetivo de detetar a presença de alguma anomalia. O esquemático elétrico da sinalização luminosa pode ser consultado no Anexo A.9. Observando a Figura 3.75, pode-se verificar o esquema elétrico da sinalização luminosa que é constituída por um LED e um transistor *Darlington*. Quanto ao LED, tanto pode ser de encapsulamento DIP (*Dual In-line Package*) ou SMD (*Surface-Mount Device*) possibilitando assim a escolha de um deles. O transistor *Darlington* é igual ao mencionado na Tabela 3.8 proporcionando um ganho maior de corrente do lado do LED e permitindo proteger o circuito de onde provém o sinal para acionar o LED.

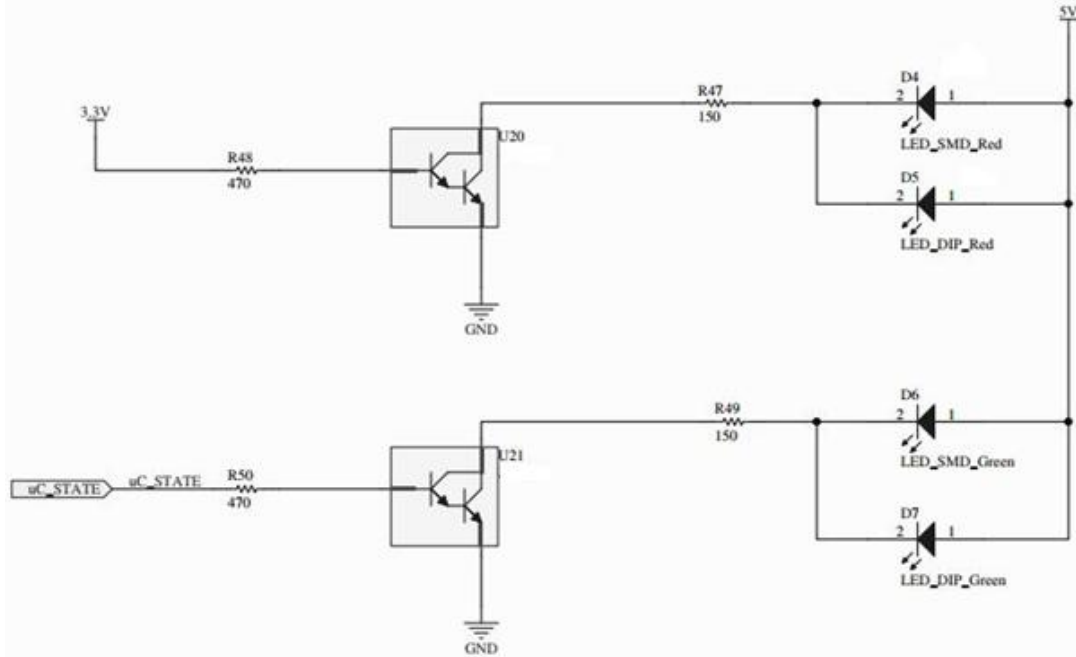


Figura 3.75 – Configuração elétrica da sinalização luminosa (LEDs).

O LED de cor vermelha tem como características uma tensão  $V_F = 1.8 \text{ V}$ , corrente  $I_F = 20 \text{ mA}$  e sinaliza o facto de o *hardware* estar ou não alimentado. Analisando o circuito, obtém-se a expressão:

$$I_F \times R_{47} = 5 - V_F \quad (3.40)$$

Aplicando a expressão (3.40), vem:

$$R_{47} \geq \frac{5 - V_F}{I_F} \Leftrightarrow R_{47} \geq \frac{5 - 1.8}{20 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow R_{47} \geq 160 \Omega$$

O LED de cor verde tem como características uma tensão  $V_F = 2.1 \text{ V}$  e uma corrente  $I_F = 20 \text{ mA}$  e sinaliza o estado de funcionamento do microcontrolador, ou seja, deve acender sempre que o microcontrolador se encontra a desempenhar uma tarefa e manter-se desligado quando não existe nenhuma tarefa a ser executada. Aplicando a expressão (3.40) para o caso de  $R_{49}$ , vem:

$$R_{49} \geq \frac{5 - V_F}{I_F} \Leftrightarrow R_{49} \geq \frac{5 - 2.1}{20 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow R_{49} \geq 150 \Omega$$

Uma vez calculadas as resistências  $R_{47}$  e  $R_{49}$ , falta calcular o valor das resistências que estão na base dos transístores *Darlington*,  $R_{48}$  e  $R_{50}$ . É necessário ter em consideração que, de acordo com a Tabela 3.8, a corrente  $I_B$  [máxima] = 100 mA e  $V_{BE} = 1.4 \text{ V}$  e que no circuito de  $R_{50}$  o sinal para ligar/desligar é dado pelo microcontrolador, sendo que este só consegue fornecer, no máximo, uma corrente de 6 mA. Deste modo, define-se  $I_B = 5 \text{ mA}$  em ambos os casos. Analisando o circuito, obtém-se a expressão:

$$Saída \mu C = R_{48} \times I_B + V_{BE} \quad (3.41)$$

Sabendo que  $R_{48} = R_{50}$  e aplicando a expressão (3.41), vem:

$$R_{48} \geq \frac{Saída \mu C - V_{BE}}{I_B} \Leftrightarrow R_{48} \geq \frac{3.3 - 1.4}{5 \times 10^{-3}} \Leftrightarrow R_{48} \geq 380 \Omega$$

Fazendo uma breve análise económico-financeira relativamente aos componentes eletrónicos, numa compra deste tipo a regra geral é o preço por unidade de um determinado componente diminuir com o aumento do número de componentes que se pretende comprar. Assim, facilmente se percebe que num projeto deste tipo quantas mais unidades de um mesmo componente se necessitar, mais barato fica esse componente e mais rentável se torna o produto final.

Tendo em conta esta perspetiva e reanalisando os cálculos anteriores, as resistências  $R_{47}$  e  $R_{49}$  podem ser iguais, uma vez que para  $R_{47} = 150\ \Omega$  haverá uma corrente  $I_F = 21.33\text{ mA}$ , o que não é problema porque a corrente máxima permitida para o LED é  $I_F = 30\text{ mA}$ , unicamente o LED aumenta um pouco mais o seu consumo energético. Continuando o mesmo raciocínio, as resistências  $R_{48}$  e  $R_{50}$  podem muito bem ser iguais à resistência  $R_1 = 470\ \Omega$  existente nas saídas digitais já que respeita perfeitamente a condição do cálculo realizado e mantém o circuito em funcionamento. Deste modo obtém-se para os valores para seguintes:  $R_{47} = R_{49} = 150\ \Omega$  e  $R_{48} = R_{50} = 470\ \Omega$ .

Com a finalidade de testar o circuito de sinalização luminosa efetuou-se uma simulação recorrendo ao *software LTspice* onde se utilizaram os mesmos componentes anteriormente referidos, à exceção do LED, no qual se usou um LED com  $I_F = 20\text{ mA}$  e  $V_F = 2.4\text{ V}$ . Os resultados desta simulação estão demonstrados nas imagens representadas na Figura 3.76 e na Figura 3.77.

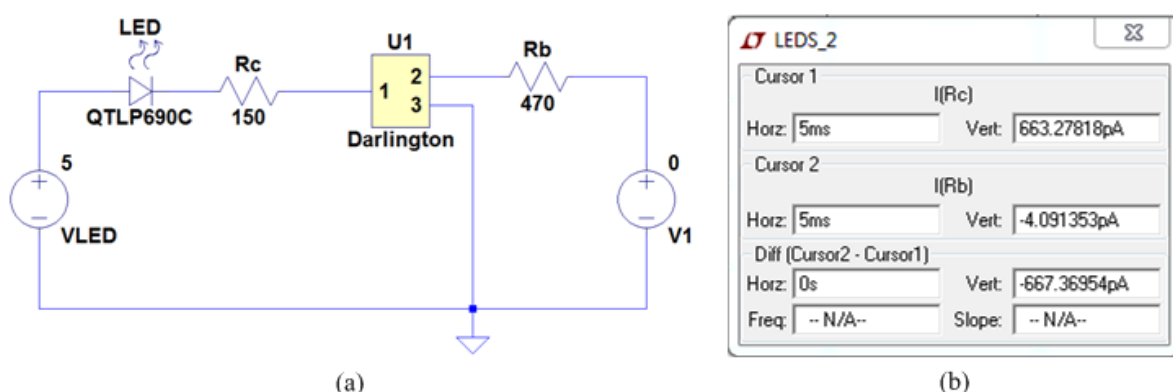


Figura 3.76 – Simulação *LTspice* na situação em que o LED está desligado.

Observando a Figura 3.76 (a), quando  $V_1 = 0\text{ V}$ ,  $I_B \approx 0\text{ A}$  o transístor *Darlington* encontra-se na região de corte, portanto, não está a conduzir e a corrente  $I_C = I_{LED} \approx 0\text{ A}$  o que faz com que o LED esteja desligado, tal como se pode observar na Figura 3.76 (b).

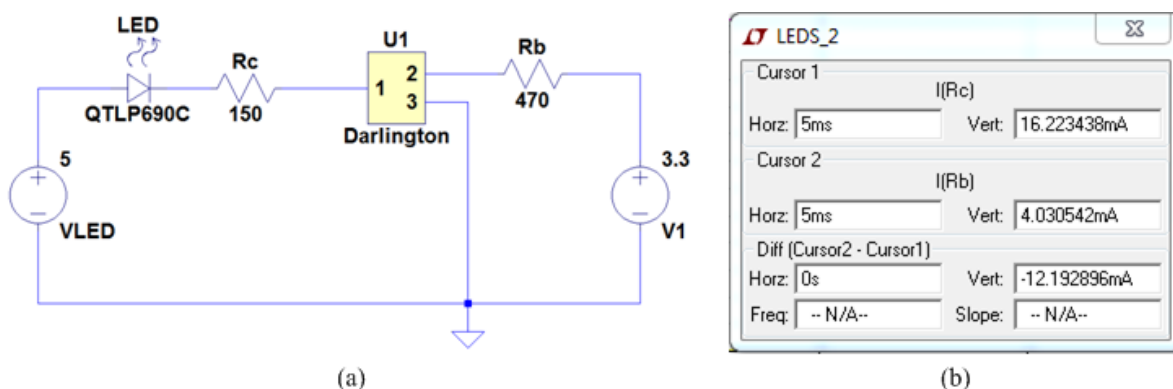


Figura 3.77 – Simulação *LTspice* na situação em que o LED está ligado.

Observando a Figura 3.77 (a), quando  $V_1 = 3.3 \text{ V}$ ,  $I_B \approx 4 \text{ mA}$  o transistor *Darlington* encontra-se na região ativa, ou seja, está a conduzir e a corrente  $I_C = I_{LED} \approx 16 \text{ mA}$  o que faz com que o LED esteja ligado, tal como se pode observar na Figura 3.77 (b).

### 3.15 Conectores e Caixa

Neste subcapítulo do documento pretende-se descrever quais os conectores que são utilizados durante a fase de protótipo e onde é que são utilizados. Estes conectores são do tipo *header* e encontram-se representados na Figura 3.78.

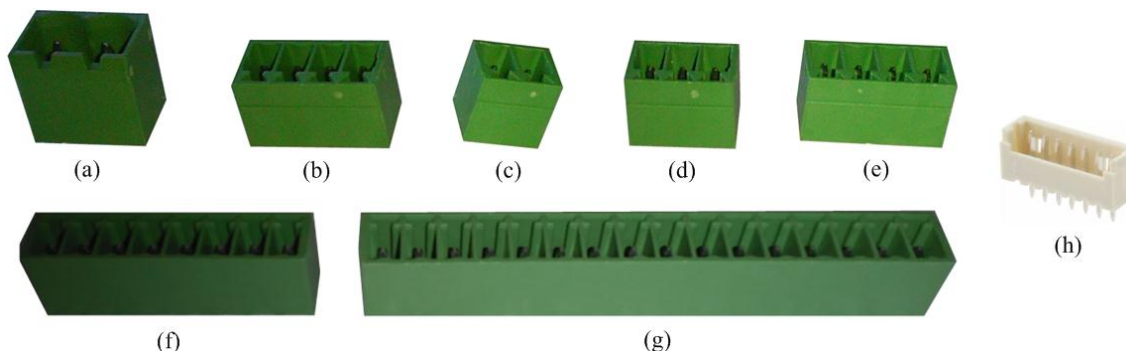


Figura 3.78 – Conectores utilizados no *hardware*.

Na alimentação do *hardware* (24 V) é utilizado o conector representado na Figura 3.78 (a), com 2 pinos, espaçamento entre pinos de 5.08 mm (milímetro), corrente nominal de 12 A e tensão de dimensionamento de 320 V. A escolha deste conector deve-se fundamentalmente ao facto de ser um local onde haverá contacto com maior potência.

Nas saídas digitais são utilizados conectores iguais ao que está representado na Figura 3.78 (b), com 4 pinos, espaçamento entre pinos de 3.81 mm, corrente nominal de 8 A e tensão de dimensionamento de 160 V. Na conexão do cabo de comunicação RS-485 são utilizados conectores iguais ao que está representado na Figura 3.78 (c), com 2 pinos, espaçamento entre pinos de 3.81 mm, corrente nominal de 8 A e tensão de dimensionamento de 160 V. Na conexão do cabo de comunicação RS-232 são utilizados conectores iguais ao que está representado na Figura 3.78 (d), com 3 pinos, espaçamento entre pinos de 3.81 mm, corrente nominal de 8 A e tensão de dimensionamento de 160 V.

Nas entradas digitais são utilizados conectores iguais ao que está representado na Figura 3.78 (d), com 4 pinos, espaçamento entre pinos de 3.5 mm, corrente nominal de 8 A e tensão de dimensionamento de 160 V. Nas entradas analógicas de tensão ( $\pm 10 \text{ V}$ ) e vibração (4-20 mA), são utilizados conectores iguais ao que está representado na Figura 3.78 (f), com 8 pinos, espaçamento entre pinos de 3.5 mm, corrente nominal de 8 A e tensão de dimensionamento de 160 V. Nas entradas analógicas de temperatura são utilizados conectores iguais ao que está representado na Figura 3.78 (g), com 16 pinos, espaçamento entre pinos de 3.5 mm, corrente nominal de 8 A e tensão de dimensionamento de 160 V.

Para a programação do microcontrolador é utilizado um conector igual ao que está representado na Figura 3.78 (h), com 7 pinos, espaçamento entre pinos de 1.25 mm, corrente nominal de 1 A e tensão de dimensionamento 125 V.



O espaçamento entre pinos dos conectores utilizados nas saídas digitais e na comunicação é ligeiramente maior do que o espaçamento entre pinos utilizado nas entradas digitais e analógicas. Esta escolha tem como objetivo facilitar a sua identificação no momento em que se estabelecem as ligações, que por consequência ajuda a prevenir situações de perigo e danos provocados por más ligações.

A PCB será instalada numa caixa de *Alurail*, conforme a que está representada na Figura 3.79.



Figura 3.79 – Caixa da PCB [34].

Quanto à proteção, esta caixa apresenta um grau de proteção IP 40, definido pela norma DIN EN 60529, o que significa que relativamente às partículas sólidas esta está protegida contra objetos sólidos com 1 mm de diâmetro ou mais, porém não apresenta qualquer tipo de proteção relativamente ao meio líquido. Uma vez que foi selecionada para ser instalada em quadros industriais ou bastidores técnicos, este tipo de proteção é perfeitamente adequado. No entanto, caso a instalação seja realizada em campo industrial, deve ser selecionada uma caixa adequada às condições de ambiente e de trabalho desse mesmo local.



## 4 Desenvolvimento de *Firmware e Software*

### 4.1 Enquadramento

Este capítulo apresenta, através de fluxogramas, toda a estrutura lógica utilizada no desenvolvimento do *firmware* e do *software*. O *firmware* corresponde à programação do microcontrolador para implementar funções como:

- Interface através de comunicação RS-232 ou RS-485;
- Fazer a leitura da temperatura do *hardware*;
- Sinalizar o comportamento do *hardware* e do microcontrolador;
- Adquirir amostras com uma determinada frequência de amostragem das várias entradas analógicas, onde algumas são síncronas;
- Fazer leitura das entradas digitais;
- Alterar o estado das saídas digitais.

Na maioria dos projetos de *hardware* torna-se difícil para os seus desenvolvedores apresentar uma demonstração visual das suas funcionalidades. Esta situação deve-se principalmente ao facto de existir uma certa abstração entre o aspeto físico da PCB e o que realmente essa PCB permite conceber. Assim, pretende-se criar uma plataforma de interface com o *hardware* cujo *software* será desenvolvido na linguagem *Visual Basic* e tem como objetivo implementar funções como:

- Interface com o *hardware* através das portas COM do computador;
- Verificar o estado do *hardware* aquando a conexão;
- Configurar e enviar os parâmetros para aquisição de amostras das entradas analógicas;
- Mostrar o estado e o tempo de uma aquisição das entradas analógicas;
- Mostrar o estado das entradas digitais;
- Alterar o estado das saídas digitais;
- Criar uma folha de *Excel*, com:
  - Estado do *hardware* aquando da ligação;
  - Parâmetros das entradas analógicas, enviados para o *hardware*;
  - Resultados da aquisição das entradas analógicas, elaborando gráficos para as diversas variáveis;
  - Estado das entradas digitais;
  - Estado das saídas digitais.

Relativamente à comunicação, tal como foi descrito anteriormente no Capítulo 3, as comunicações sobre RS-232 e RS-485 seguem um protocolo proprietário, estando este de acordo com as informações presentes no Anexo C. Deste modo, tanto o *firmware* como o *software* deverão implementar uma topologia mestre-escravo, onde o microcontrolador desempenha a função de escravo e a aplicação de interface a função de mestre.

## 4.2 Firmware

O *firmware* desempenha as funcionalidades descritas no Capítulo 4.1 se for solicitado a fazê-lo através de um elemento externo, daí desempenhar a função de escravo. A Figura 4.1 representa o fluxograma geral, onde inicialmente se fazem as inicializações, ativam as interrupções gerais e se configura a SRAM no modo sequencial. A rotina de inicializações consiste em colocar o microcontrolador à frequência máxima de processamento (16 MHz), inicializar pinos State\_uC, RS485\_EN, SD1 (Saída Digital 1) e SD2 (Saída Digital 2), inicializar pinos ED1 (Entrada Digital 1) e ED2 (Entrada Digital 2) e habilitar interrupções, configurar a interface SPI para a SRAM, configurar a UART0 para a comunicação RS-232 e a UART1 para a comunicação RS-485 e ainda desligar todos os periféricos colocando todas as linhas de CS a '1'.

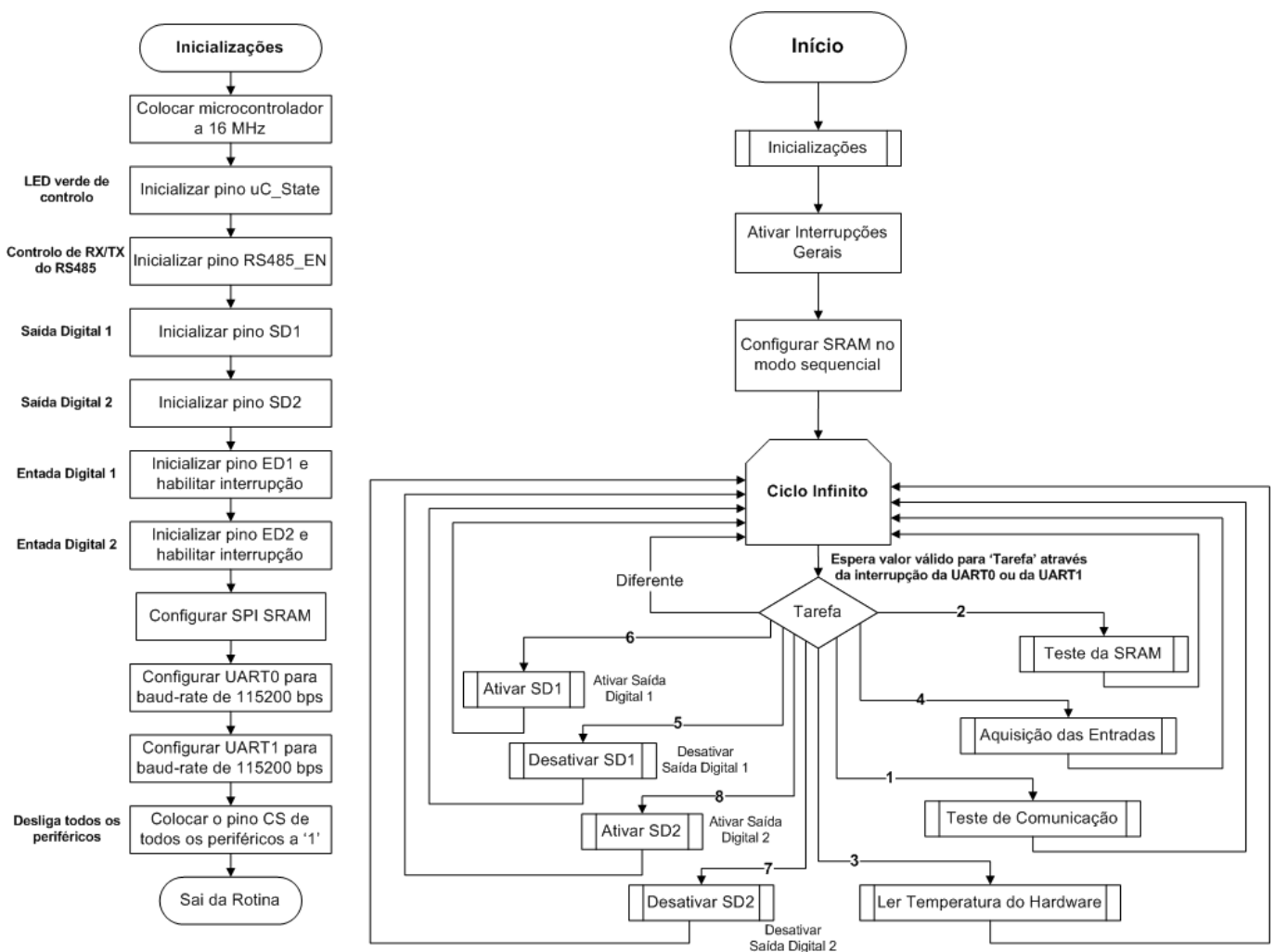


Figura 4.1 – Fluxograma Geral do *Firmware*.

De seguida, o microcontrolador entra num ciclo infinito onde espera a existência de uma interrupção da UART0 ou da UART1, o que indica que chegou uma determinada tarefa por RS-232 ou RS-485 respetivamente, para ser executada. Por essa razão, a variável “Tarefa” está a ser constantemente verificada, porque é ela que indica qual a função que o microcontrolador vai executar. No entanto, o valor desta variável é normalmente zero, até ao momento em que existe uma interrupção da UART0 ou UART1 que altera o valor de “Tarefa” para uma determinada ação. Embora a UART0 e UART1 utilizem rotinas de serviço à interrupção diferentes, o raciocínio lógico será o mesmo para ambas, uma vez que o

protocolo utilizado na comunicação RS-232 e RS-485 é o mesmo. A Figura 4.2 e a Figura 4.3 representam o fluxograma da rotina de serviço à interrupção da UART0 e devem ser analisadas em simultâneo com o Anexo C.1. Deste modo, quando a variável “Byte” contém o valor 0 ou 1 significa que o microcontrolador está a receber 2 *bytes* através da variável “Buffer” que representam uma tarefa. Se receber “IN” indica uma tarefa genérica que será identificada através do conteúdo de “Buffer”, quando “Byte” for igual a 2. Ou seja, num caso onde, por exemplo, se receba “IN” e, de seguida, o identificador “0”, indica que o microcontrolador vai executar um teste de comunicação RS-232/RS-485. Ao receber “GO” indica que vai começar a aquisição das entradas analógicas e digitais. Do mesmo modo, se receber “GS” indica que recebeu os dados de uma entrada analógica e que o sistema pode enviar os dados da próxima entrada. Se os dois primeiros *bytes* recebidos forem diferentes de “IN”, “GO”, “GS” ou “RT” significa que o microcontrolador não recebeu dados válidos e, nesse caso, espera até receber dados válidos de modo a proceder à execução de uma determinada tarefa. Quando os dois primeiros *bytes* forem “RT”, implica que a tarefa a executar é fazer o *reset* do microcontrolador.

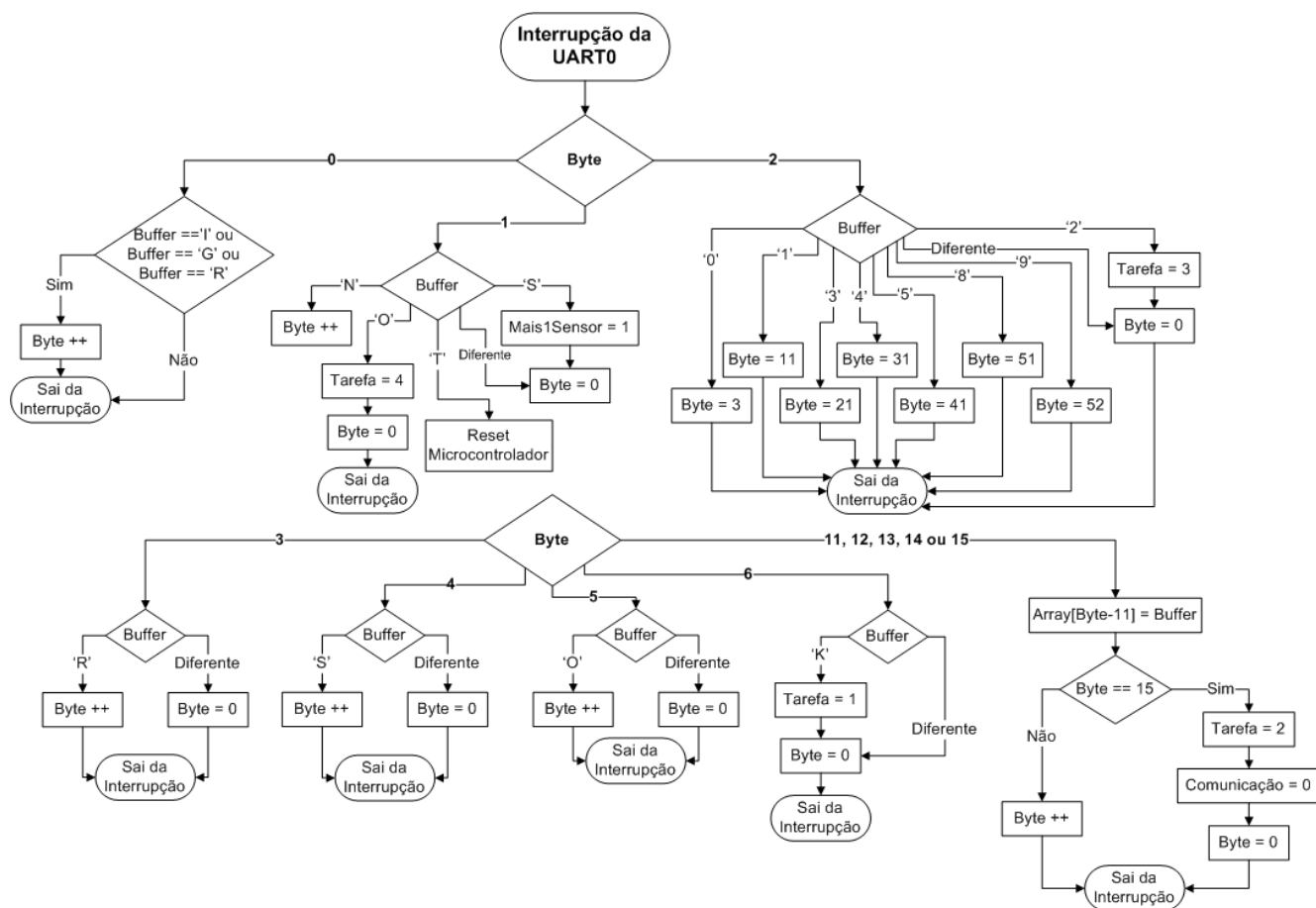


Figura 4.2 – Rotina de interrupção da UART0 [Parte 1/2].

De acordo com o que foi descrito anteriormente, quando o valor de “Byte” é 2, a variável “Buffer” contém o identificador da tarefa que vai ser executada. Deste modo, surge a seguinte correspondência:

- ‘0’ – Teste das comunicações RS-232 e RS-485;
- ‘1’ – Teste da memória SRAM;
- ‘2’ – Leitura da temperatura do *hardware*;

- '3' – Receção dos parâmetros para aquisição de dados das entradas analógicas de PT100/Termopares;
- '4' – Receção dos parâmetros para aquisição de dados das entradas analógicas de tensão;
- '5' – Receção dos parâmetros para aquisição de dados das entradas analógicas de 4-20 mA (acelerómetros - vibrações);
- '8' – Alteração do estado da saída digital 1;
- '9' – Alteração do estado da saída digital 2.

De acordo com a Figura 4.2, o teste das comunicações é feito quando “Byte” contém valores entre 3 e 6. Se durante este teste se verificar que são recebidos os *bytes* “RSOK”, então será enviada uma resposta de confirmação que a comunicação está operacional. O teste da SRAM é feito quando “Byte” contém valores entre 11 e 15. Neste teste são recebidos *bytes* gerados aleatoriamente na aplicação de interface. Observando a Figura 4.3, o envio de parâmetros para aquisição de dados de PT100/termopares é feito quando “Byte” contém valores entre 21 e 24, onde é recebido o tipo de sensor, número de sensores, frequência de amostragem e o número de amostras a adquirir.

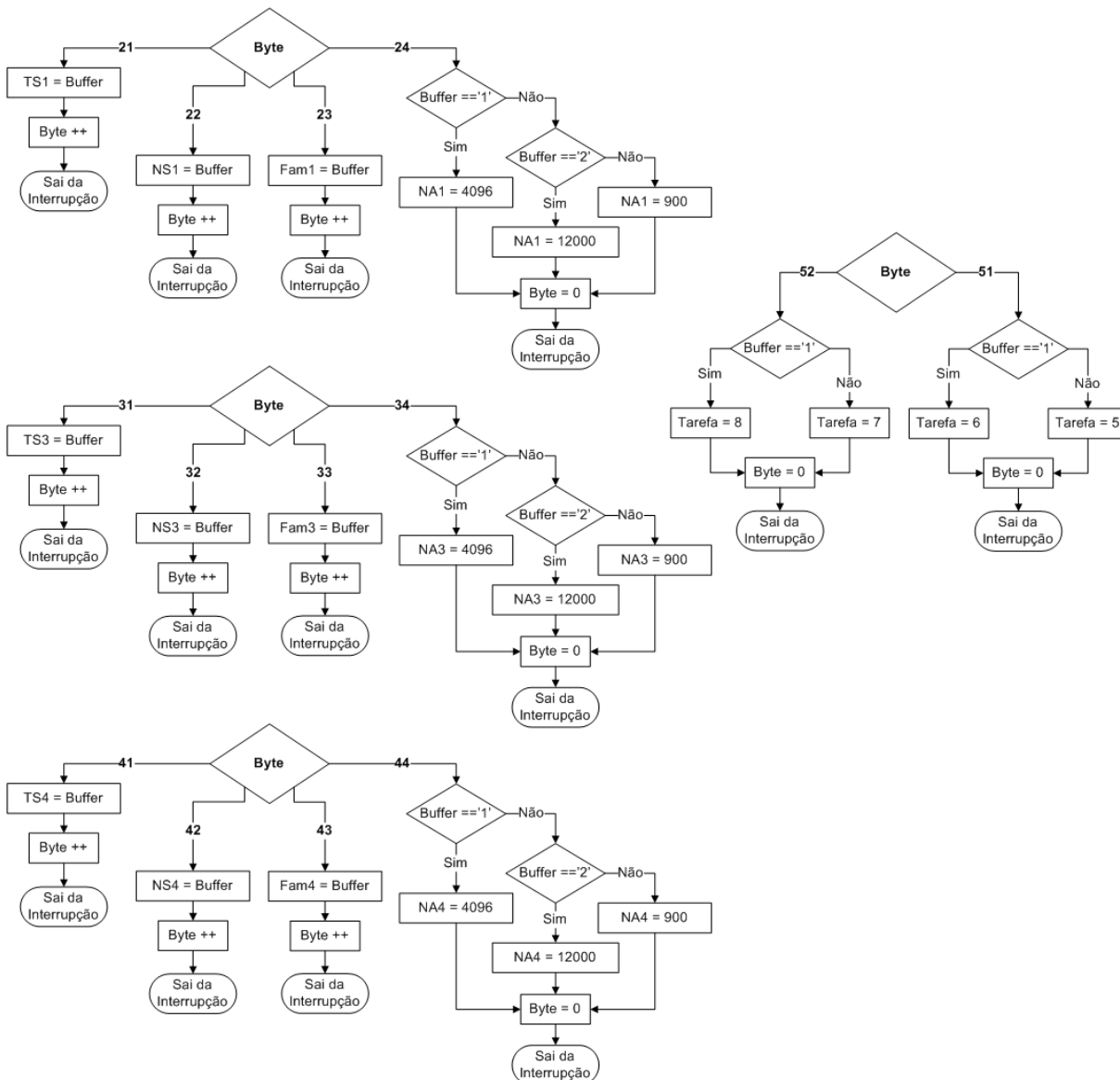


Figura 4.3 – Rotina de interrupção da UART0 [Parte 2/2].

Para a receção dos parâmetros das restantes entradas analógicas, o procedimento é idêntico, embora os valores de “Byte” sejam diferentes - que é o que permite a identificação de cada tipo de entradas. Quando “Byte” contém os valores 51 ou 52, indica que está a receber uma alteração do estado das saídas digitais 1 ou 2, respetivamente.

Na Figura 4.4 estão representadas as rotinas utilizadas no teste de *hardware*, como também as rotinas de transferência de dados por SPI e pela UART.

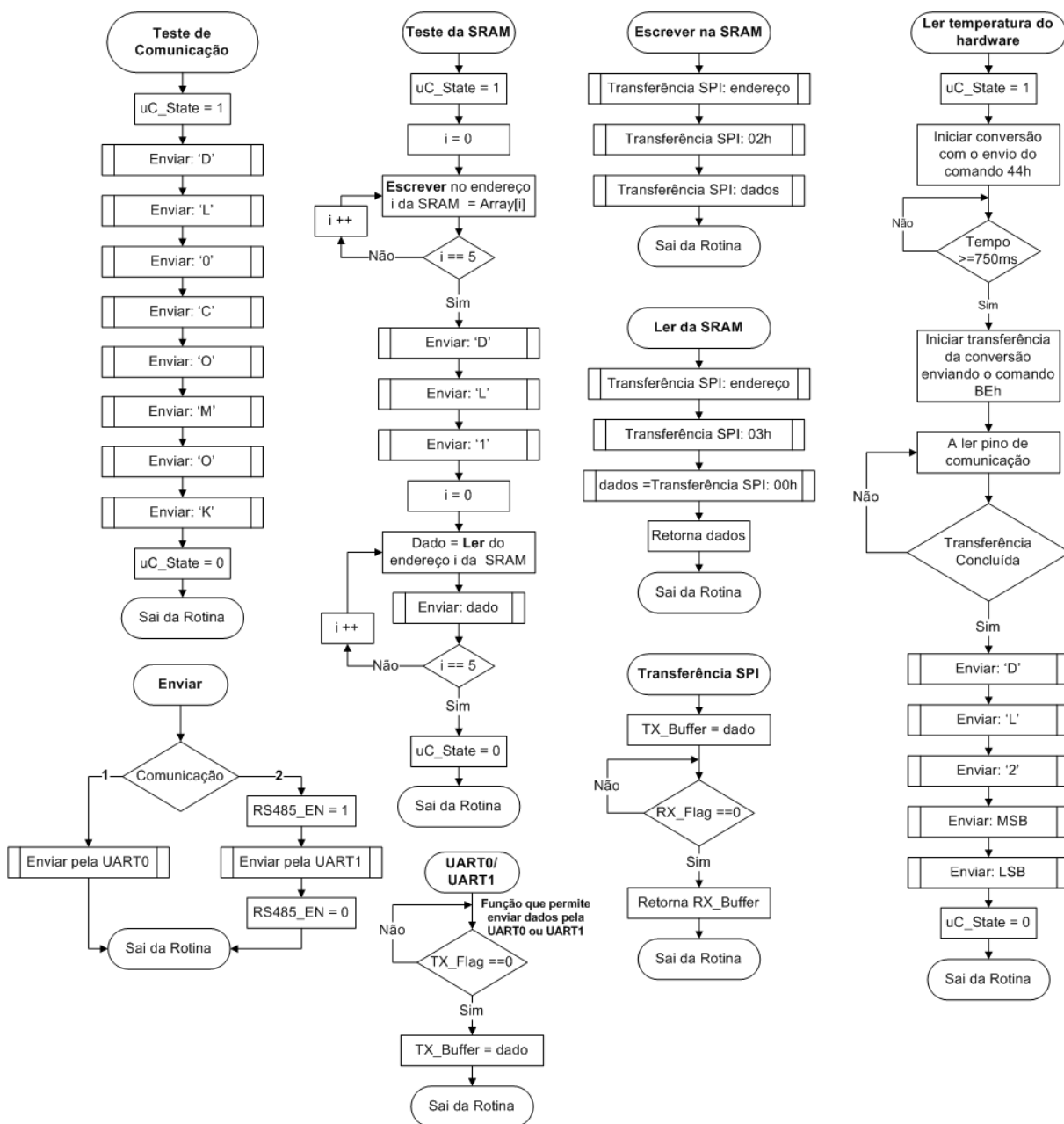


Figura 4.4 – Rotinas que implementam o teste do *hardware* e o envio de dados.

Neste caso, a rotina “Teste de Comunicação” implementa a resposta de confirmação enviada caso a comunicação RS-232/RS-485 esteja operacional. A rotina “Enviar” implementa o envio de dados por RS-232/RS-485. É de salientar que no caso do RS-485, o pino RS485\_EN deve estar a ‘1’ sempre que se pretende transmitir e deverá estar a ‘0’ quando se pretende receber dados. A rotina “UART0/UART1” implementa o envio de dados tanto pela UART0 como pela UART1. A rotina “Teste da SRAM” permite escrever os dados gerados

aleatoriamente e enviados pela aplicação de interface, onde depois são lidos e enviados de novo para a aplicação de interface. As rotinas “Escrever na SRAM” e “Ler da SRAM” implementam o procedimento utilizado para escrever e ler da SRAM, enquanto que a rotina “Transferência SPI” implementa o mecanismo utilizado na transferência de um *byte* por SPI. A rotina “Ler temperatura do hardware” permite fazer a leitura da temperatura do hardware, inicialmente enviando um comando para iniciar a conversão através da comunicação *I-Wire*. De seguida, implementa um tempo de espera de 750 ms até que a conversão esteja concluída, envia-se um comando para fazer a transferência do valor de temperatura do sensor para o microcontrolador e, finalmente, o sensor envia os parâmetros de temperatura do *hardware* para a aplicação de interface. Quando uma tarefa é executada, o LED verde é ligado quando o pino *uC\_State* está a ‘1’ e desligado quando *uC\_State* está a ‘0’, no fim da tarefa ser executada. A Figura 4.5 representa o processo geral para aquisição de dados das entradas analógicas e do estado das entradas digitais.

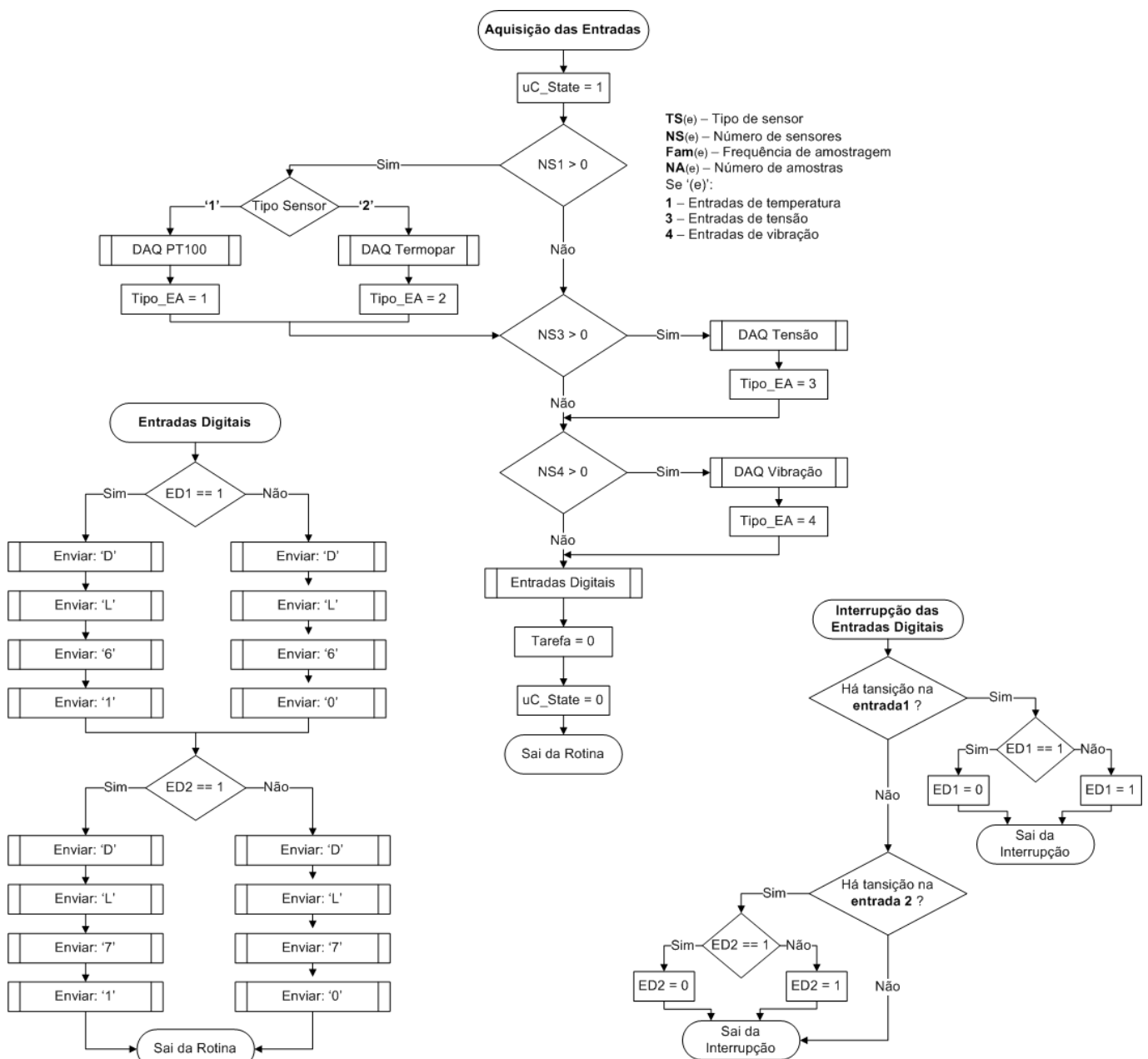


Figura 4.5 – Rotinas de aquisição de entradas analógicas e digitais.



Observando a rotina “Aquisição das entradas”, se o número de sensores das entradas analógicas de temperatura for superior a zero, existe aquisição de dados de temperatura e, desse modo, verifica-se qual o tipo de sensor presente (PT100/Termopar). De seguida, executa-se o mesmo processo para as entradas analógicas de tensão e de vibração. Nestas entradas não é feita a verificação do tipo de sensor porque para as entradas de tensão não existe nenhum sensor predefinido e para entradas de vibração só existe um único modelo de acelerómetro. O processo de aquisição das diferentes variáveis é efetuado através das rotinas “DAQ PT100”, “DAQ Termopar”, “DAQ Tensão” e “DAQ Vibração” que serão analisadas mais à frente. Por fim, depois de verificados os parâmetros das entradas analógicas, serão recolhidos os estados das entradas digitais nesse momento. O estado de uma entrada digital é alterado externamente através do desencadeamento da rotina de serviço à interrupção “Interrupção das Entradas Digitais”. Depois de adquirido, o estado destas entradas será enviado para a aplicação de interface através da rotina “Entradas Digitais”.

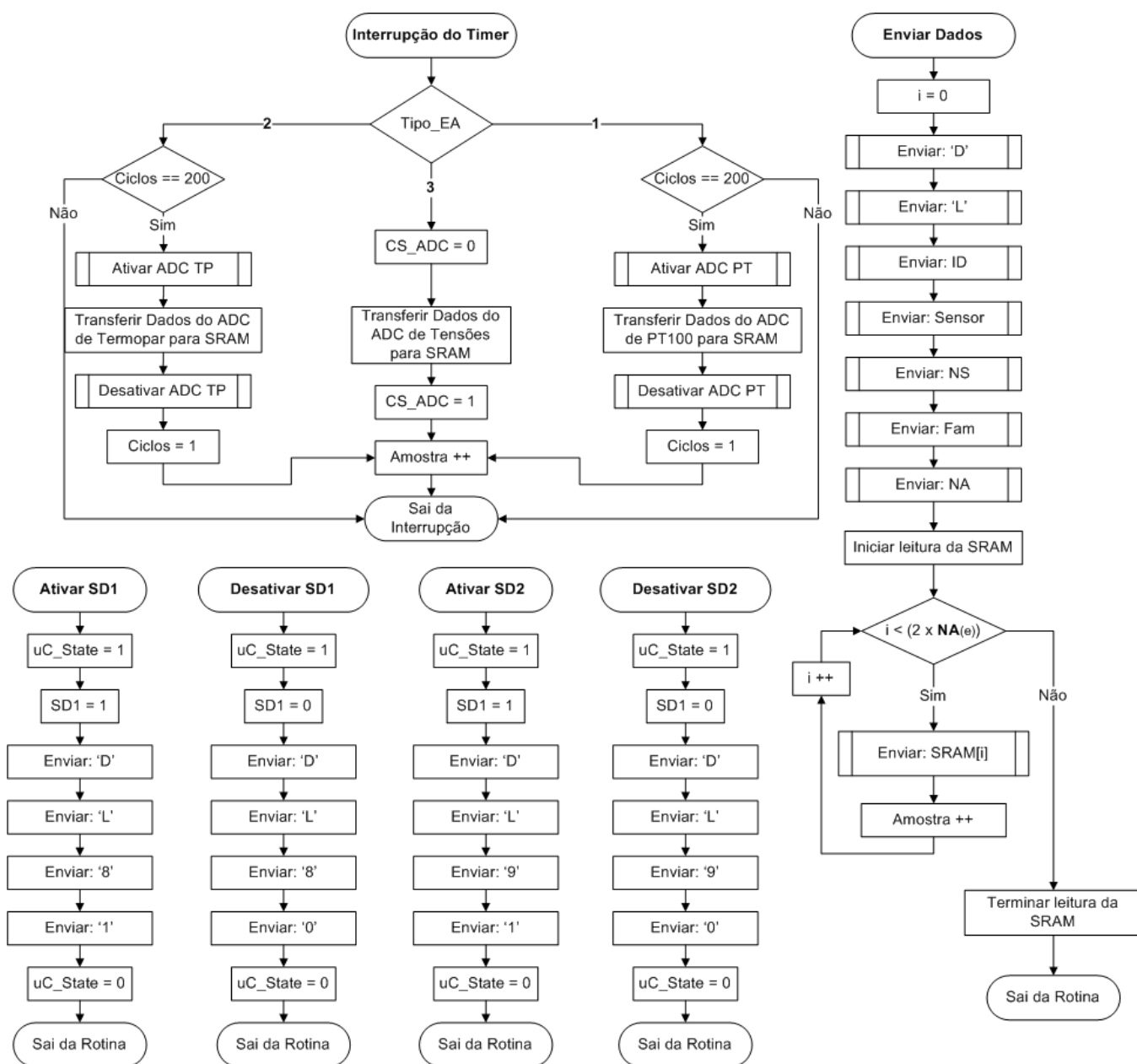


Figura 4.6 – Rotinas de saídas digitais e de aquisição das entradas.

Observando a Figura 4.6, que para além de conter os fluxogramas das rotinas de alteração do estado das saídas digitais e do envio da confirmação desse mesmo estado para a aplicação de interface, também contém os fluxogramas de rotinas que são utilizadas no processo de aquisição de variáveis analógicas de temperatura, tensão e vibração.

Durante uma aquisição é necessário garantir uma determinada frequência de amostragem, isto é implementado através da interrupção de um *Timer* que executa o número contagens equivalentes ao período correspondente à frequência de amostragem pretendida. Este procedimento está representado no fluxograma da rotina “Interrupção do Timer”. Nesta rotina, quando a variável “Tipo\_EA” contém o valor 1 ou 2 significa que está a recolher amostras de PT100/Termopar e a sua frequência de amostragem é de 1 Hz, valor tão pequeno que não é possível obter um número de contagens para o *Timer* que esteja entre 0 e 65535. Para implementar este caso, divide-se a frequência de *clock* pelo divisor máximo (8), define-se um número de contagens equivalente a 100 Hz e entre cada amostra recolhida o *Timer* interrompe 200 vezes que é o valor necessário para obter a frequência de 1 Hz.

Para a aquisição das restantes variáveis não é necessário este procedimento porque as suas frequências de amostragens são de uma grandeza superior (kHz). A interrupção do *Timer* é desabilitada quando se conclui a amostragem de todas as amostras requeridas. As amostras convertidas por cada ADC são diretamente enviadas para a SRAM. Uma vez concluído o processo de aquisição de amostras de todos os sensores, é realizada a leitura dos dados de cada sensor que, por sua vez, são enviados para a aplicação de interface por RS-232/RS-485. Este procedimento é implementado através da rotina “Enviar Dados”. De seguida, da Figura 4.7 à Figura 4.10 está representado o processo genérico de aquisição de cada tipo de variável, onde são utilizadas as rotinas analisadas anteriormente.

A Figura 4.7 representa o fluxograma da rotina “DAQ PT100”, onde o processo começa com as rotinas “Inicializações DAQ”, ativar e configurar o ADC e inicializar a variável “Amostra”. Na rotina “Inicializações DAQ” são feitas as configurações genéricas do processo de aquisição como: configuração do *Timer*, configuração da interface SPI do ADC e a ativação da SRAM. De seguida, espera-se que o pino DRDY transite para ‘0’, momento em que o ADC conclui a primeira conversão e se inicia e habilita a interrupção do *Timer*. Para além de ficar na interrupção do *Timer* o microcontrolador verifica constantemente se já foram recolhidas todas as amostras. Finalizado este processo, desabilita-se a interrupção do *Timer*, desativa-se o ADC e, caso tenha sido solicitado, executa-se o mesmo processo para o próximo sensor. Quando não existir mais nenhum sensor, finaliza-se a fase de escrita na SRAM e de seguida executa-se a rotina “Enviar Dados” que permite enviar para a aplicação de interface os dados de um sensor de cada vez. Por essa razão é verificada a variável “Mais1Sensor” que contém o valor 1 sempre que a aplicação de interface recebe os dados de um sensor e de seguida pede os dados do próximo sensor. Como existe um ADC dedicado a cada entrada de PT100, para ativar ou desativar cada ADC através dos seus pinos CS, usam-se as rotinas “Ativar ADC” e “Desativar ADC”.

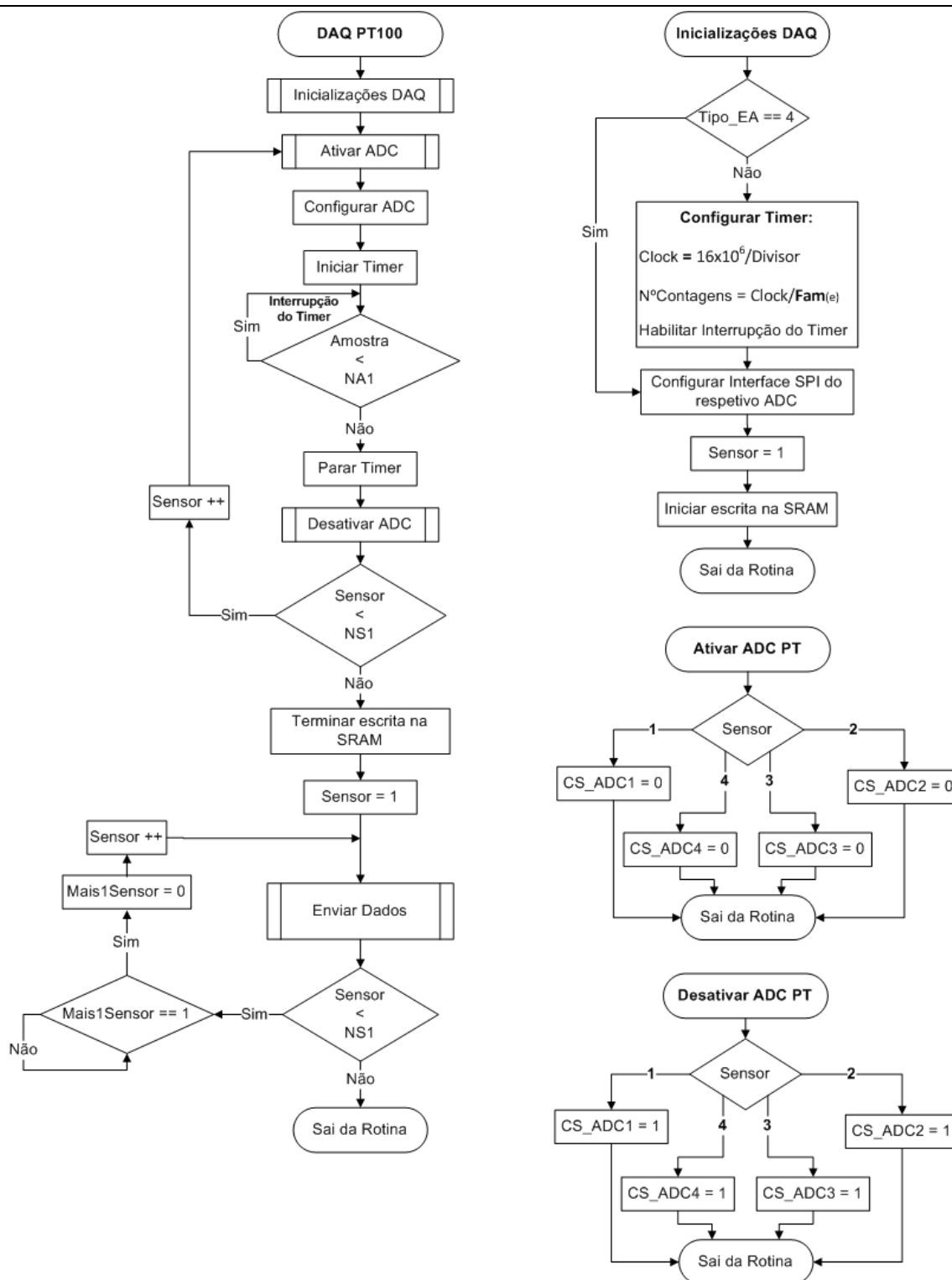


Figura 4.7 – Rotinas de aquisição de dados de PT100.

A Figura 4.8 representa o fluxograma da rotina “DAQ Termopar” que segue o mesmo procedimento da rotina “DAQ PT100”. Porém, apresenta ligeiras diferenças: a ausência do pino DRDY e não haver necessidade de configuração do ADC. Deste modo, a partir do momento em que o ADC é ligado existe uma amostra disponível a cada 20 ms, o que não é problema, uma vez que o objetivo é extrair uma amostra de temperatura a 1 Hz. As rotinas “Ativar ADC” e “Desativar ADC”, à semelhança do caso anterior, permitem ativar ou desativar o pino CS de cada ADC.

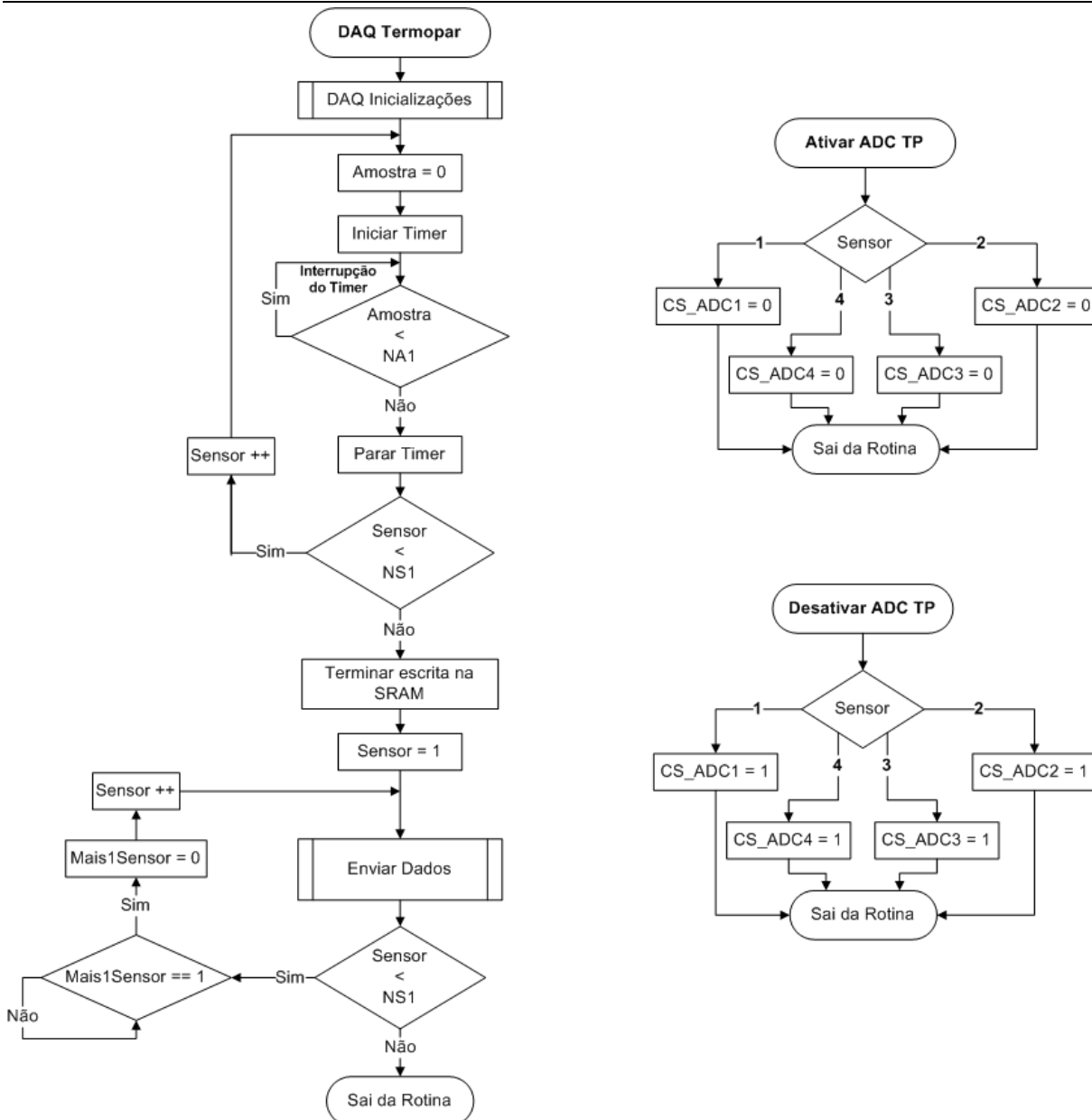


Figura 4.8 – Rotinas de aquisição de dados de termopares.

A Figura 4.9 representa o fluxograma da rotina “DAQ Tensões”, cujo procedimento é semelhante às rotinas “DAQ PT100” e “DAQ Termopar”. A rotina “Configuração do ADC” permite configurar a gama de tensão na entrada analógica de cada canal do ADC, neste caso será  $\pm 10.24$  V. No entanto, a existência de 4 canais neste ADC cria uma diferença que está relacionada com o facto de só existir um pino CS para ativar e desativar o ADC. Assim, para alterar o canal é necessário a utilização da rotina “Selecionar Canal” que permite seleccionar o canal a utilizar através do envio do seu endereço. O ADC quando ativo, disponibiliza uma amostra a cada 2  $\mu$ s. Deste modo, o período de amostragem somado ao tempo de transferência dos dados deverá ser inferior aos 2  $\mu$ s, para não se correr o risco de recolher amostras inválidas.

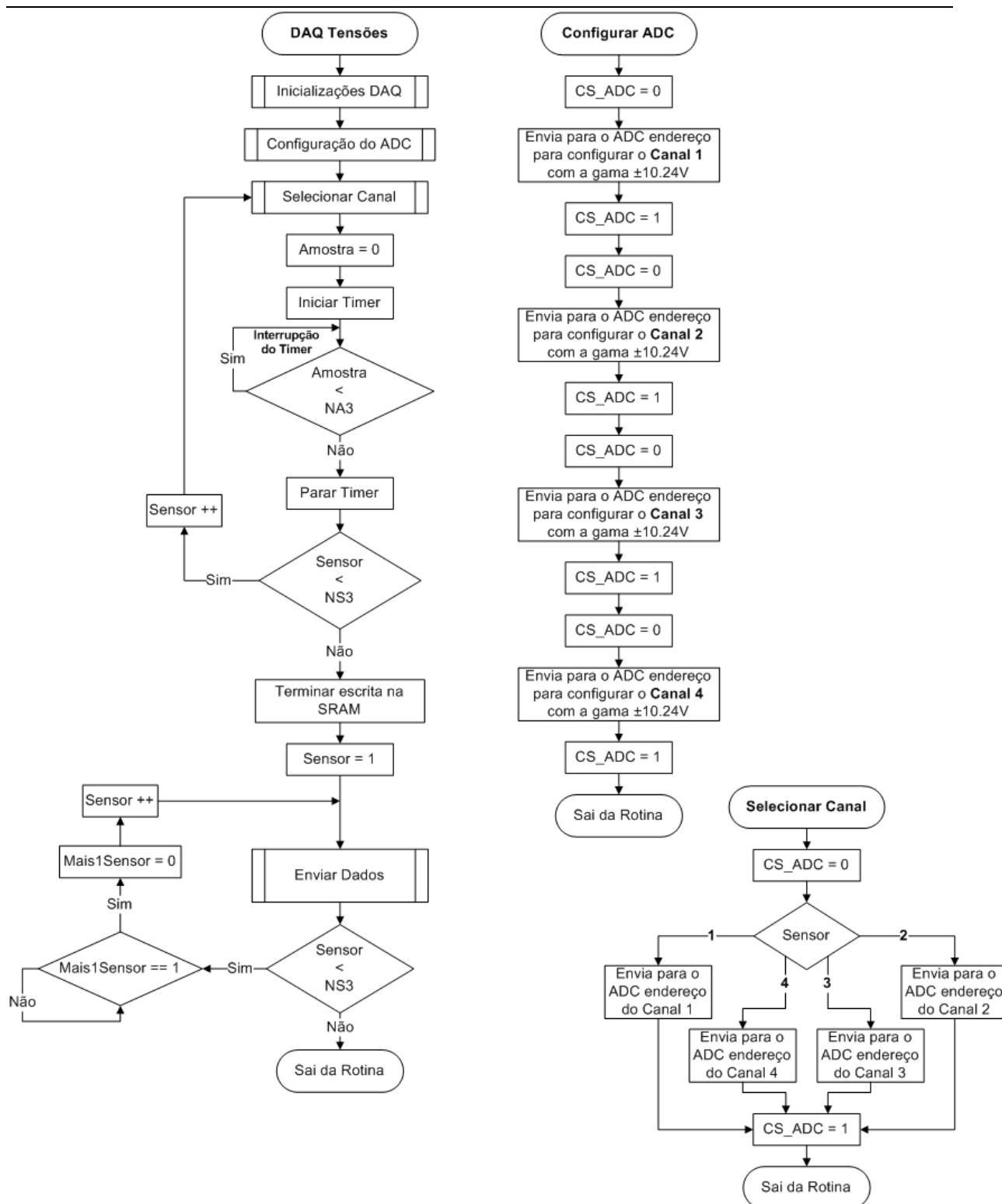


Figura 4.9 – Rotinas de aquisição de dados de tensão.

A Figura 4.10 representa o fluxograma da rotina “DAQ Vibrações”. Esta rotina tem um procedimento diferente de todas as outras relativamente ao método de aquisição dos dados. Inicialmente começa-se pela rotina “Inicializações DAQ” analisada anteriormente, seguindo-se a rotina “Configuração e Inicialização do ADC” que permite enviar os registos de configuração para o ADC e colocar o mesmo em modo de conversão. O pino DRDY sinaliza uma amostra convertida de acordo com o período de amostragem selecionado, gerando uma interrupção para leitura das amostras convertidas. Essa interrupção é desencadeada quando o

pino DRDY sofre uma transição de '1' para '0', momento em que se deve colocar o CS do ADC a '0' para transferir as amostras convertidas, finalizando essa transferência colocando o CS do ADC a '1'. Quando se adquirirem todas as amostras convertidas, a interrupção de DRDY é desabilitada, param-se as conversões do ADC e a escrita para a SRAM. De seguida, é executada a rotina "Enviar Dados" que já foi analisada anteriormente. Este ADC converte simultaneamente os canais requeridos, o que implica que em cada conversão são transferidas para SRAM uma amostra de cada canal requerido. Os dados são guardados sequencialmente na SRAM e enviados para a aplicação de interface onde são reorganizados por canal.

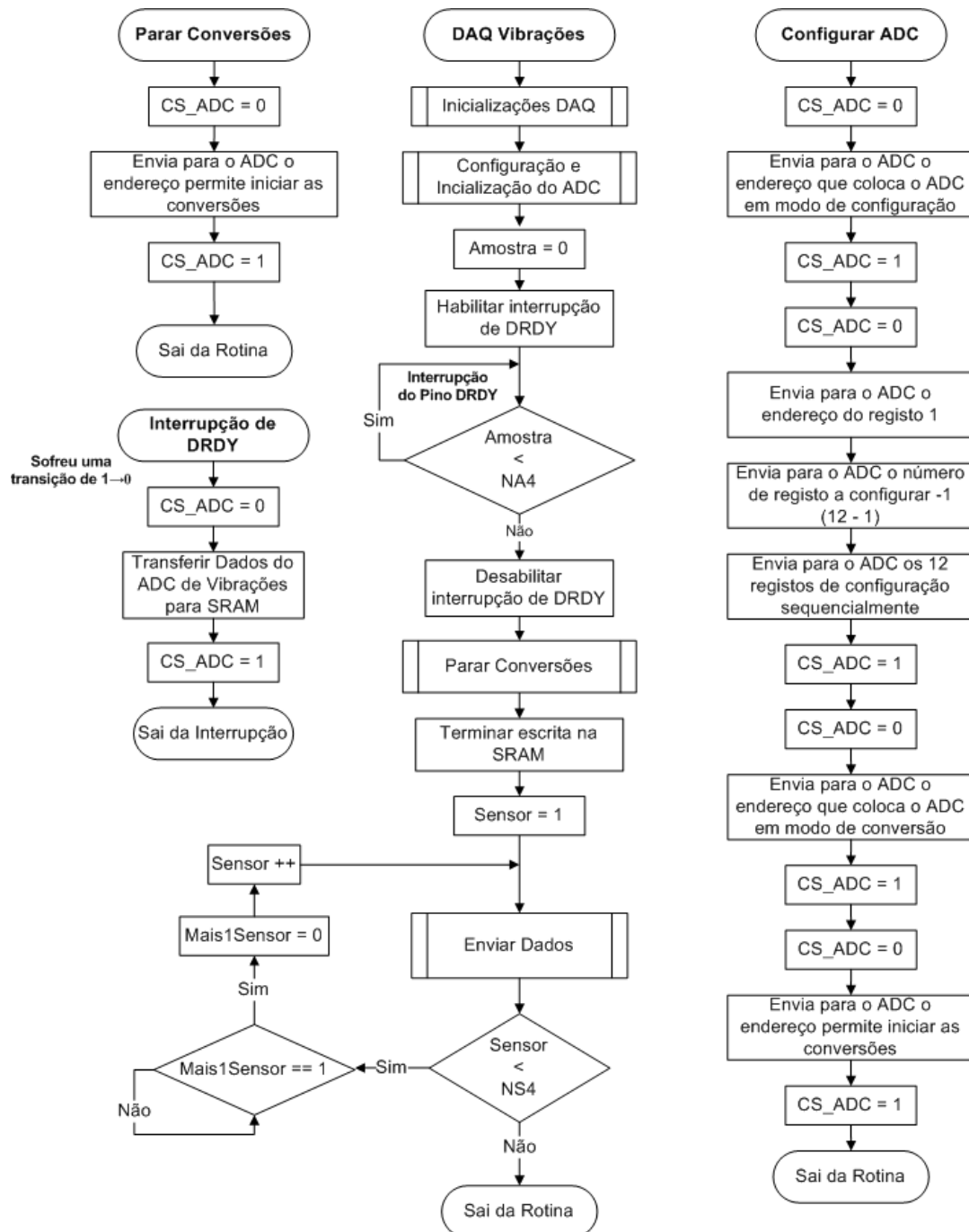


Figura 4.10 – Rotinas de aquisição de dados de vibração.

No próximo subcapítulo serão abordados os fluxogramas que servem de referência ao desenvolvimento da aplicação de interface e que, de certa forma, estabelecem uma ligação aos fluxogramas abordados neste subcapítulo.

### 4.3 Software

Este subcapítulo pretende apresentar os algoritmos utilizados no desenvolvimento de uma aplicação de interface cujas principais funções são verificar e demonstrar todas as funcionalidades do *hardware* SAVA. Numa primeira fase, antes de iniciar qualquer explicação sobre os algoritmos, pretende-se apresentar o ambiente gráfico da aplicação com o objetivo de estabelecer uma relação com os algoritmos apresentados posteriormente. A Figura 4.11 representa o ambiente gráfico da aplicação de interface.



Figura 4.11 – Apresentação gráfica da aplicação de interface.

Observando a Figura 4.11, os números assinalados a vermelho permitem identificar as partes mais relevantes da aplicação. Assim, é possível estabelecer uma correspondência com esses números da seguinte forma:

- 1) Painel “Interface”: indica o estado da ligação com o *hardware*;
- 2) Botão “Conectar”: permite estabelecer a comunicação e iniciar o teste de *hardware*;
- 3) Painel “Hardware”: indica o estado do *hardware* utilizando os resultados do teste iniciado no botão Conectar;
- 4) Botão “Reset do Sistema”: permite executar o *reset* do *hardware* e da aplicação de interface;
- 5) Painel “Saídas Digitais”: onde se encontram os botões SD1 e SD2 que permitem ativar/desativar a saída digital 1 e 2, respetivamente;
- 6) Painel “Entradas Analógicas” e “Entradas Digitais”: onde se seleciona o nome do ficheiro para onde serão exportados os dados, configuram os parâmetros para a aquisição das variáveis analógicas e visualiza o estado das entradas digitais;
- 7) Botão “Iniciar”: permite iniciar uma aquisição das variáveis analógicas selecionadas e fazer a leitura do estado das entradas digitais;
- 8) “ED1” e “ED2”: indicadores que indicam o estado das entradas digitais, onde o vermelho significa “desligado” e o verde “ligado”.

Quando se inicia a aplicação, é apresentado o ambiente gráfico e é feito um conjunto de inicializações, passando então a aplicação a aguardar que seja premido o botão “Conectar”. Este procedimento pode ser analisado na rotina “Início”, representada na Figura 4.12. No momento em que o botão “Conectar” é premido, é iniciada a rotina “Conectar” que tem como função verificar e abrir as portas COM1 e COM2. Quando pelo menos uma das portas é aberta, é iniciado o teste de comunicação através das rotinas “Teste COM1 (RS232)” e “Teste COM1 (RS485)” que estão presentes na Figura 4.13. No final da execução de qualquer destas rotinas são realizados, de seguida, o teste da memória SRAM através da rotina “Teste da SRAM” e o teste de temperatura através da rotina “Teste de temperatura do hardware” também presentes na Figura 4.13. Estes testes são iniciados sequencialmente na rotina “Verificação dos dados”, representada na Figura 4.16, à medida que se recebem os dados enviados do *hardware*. Se o resultado dos testes realizados ao *hardware* for positivo, a variável “Start” fica com o valor 1. Neste momento está estabelecida a comunicação com o *hardware* e estando este em perfeitas condições de funcionamento, pelo que são disponibilizados os painéis com os números 3, 5 e 6 da Figura 4.11.

De seguida, é iniciado o *Timer4*, que será abordado posteriormente juntamente com os restantes *Timers*, e a aplicação fica à espera que seja selecionada alguma destas opções:

- Botão “Desconectar”;
- Botão “Reset do Sistema”;
- Temperaturas;
- Tensões  $\pm 10$  V;
- Vibrações;
- Botão “Iniciar”;
- Botão “SD1”;
- Botão “SD2”.

Ao premir o botão “Desconectar”, é executada a rotina “Reset” que está representada na Figura 4.13 e permite fechar as portas COM1 e COM2, fazer as inicializações e colocar a aplicação de novo à espera do botão “Conectar”.

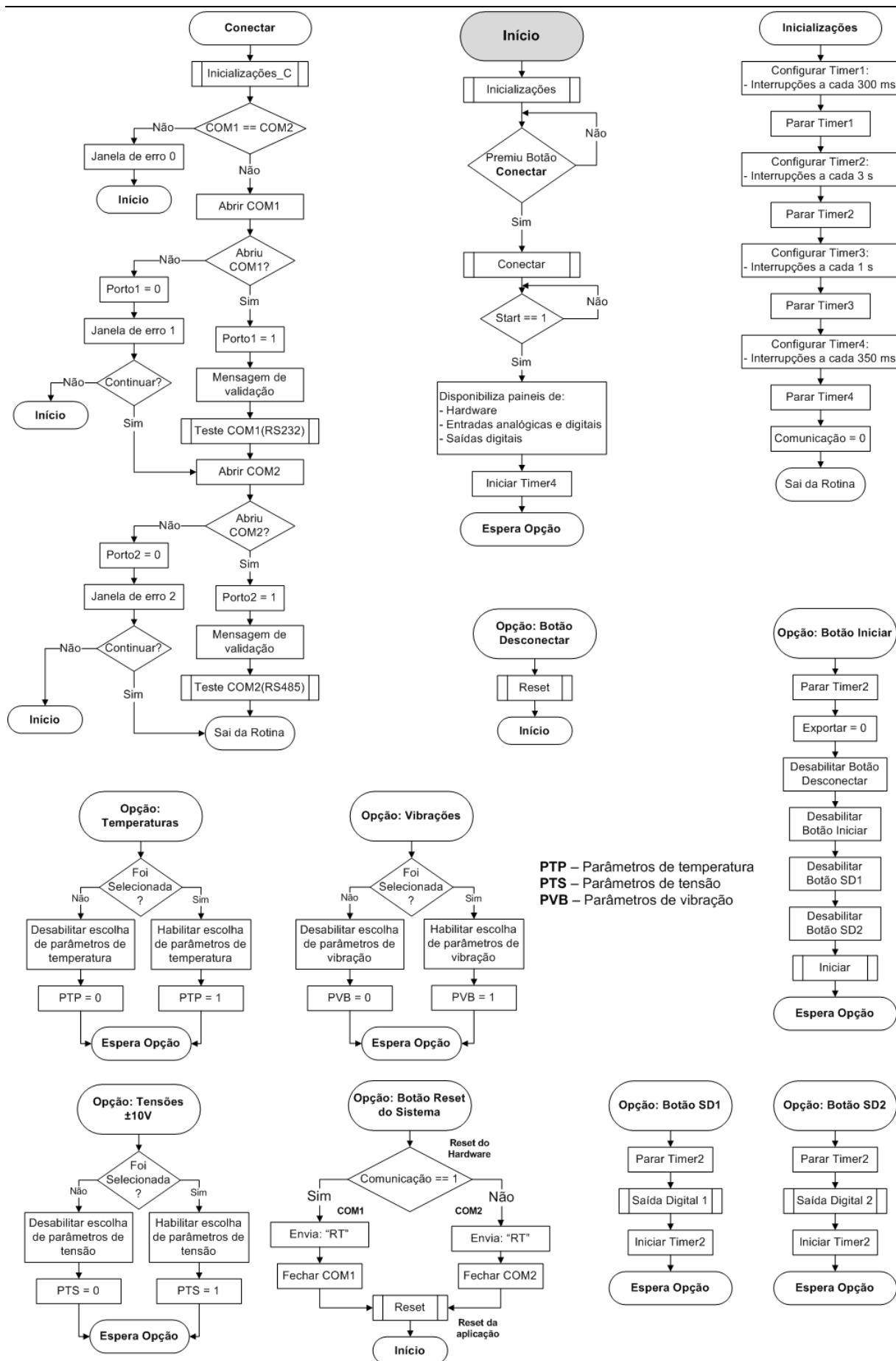
Quando premido o botão “Reset do Sistema”, verifica-se com que porta COM se está a comunicar e envia-se uma ordem ao *hardware* para fazer *reset*. De seguida fecha-se a porta COM e faz-se o *reset* da aplicação.

No caso de se selecionarem as opções Temperaturas, Tensões  $\pm 10$  V e Vibrações ficam automaticamente disponíveis os campos para configurar a aquisição das entradas analógicas.

O botão “Iniciar” permite começar a aquisição das entradas analógicas e digitais através da rotina “Iniciar”, desabilitando todas as restantes opções, à exceção do botão “Reset do Sistema”.

Quando é premido o botão “SD1” ou “SD2” o *Timer2* pára e é executada a rotina “Saída Digital 1” ou “Saída Digital 2”, conforme o botão, terminando com o iniciar do *Timer2*. As rotinas “Iniciar”, “Saída Digital 1” e “Saída Digital 2” estão representadas na Figura 4.13.



Figura 4.12 – Fluxograma geral do *software* e das suas rotinas.

Observando a Figura 4.13, tanto a rotina “Teste COM1 (RS232)” como a rotina “Teste COM1 (RS485)” consistem no envio de uma tarefa genérica “IN”, seguida do identificador da tarefa ‘0’ e, posteriormente, a mensagem “RSOK”. A rotina “Teste da SRAM” tem como função gerar 5 caracteres aleatórios e enviá-los seguindo o mesmo protocolo anteriormente descrito. A rotina “Teste de temperatura do hardware” consiste em enviar o pedido da temperatura atual do *hardware*. A rotina “Reset” permite fechar a porta COM que está a ser utilizada, inicializar todo o ambiente gráfico e colocar a aplicação na rotina “Início”. A rotina “Início” começa o seu procedimento executando a rotina “Verificar Campos” presente na Figura 4.14 e, se a variável “Campos” for ‘1’, significa que os campos das entradas analógicas selecionadas estão todos preenchidos e, nesse caso, verifica qual a porta COM que está a usar e executa a rotina “Aquisição das Entradas”. Se a variável “Campos” for ‘0’, surge um aviso da existência de campos por preencher e volta a colocar a aplicação na configuração dos parâmetros das entradas analógicas. A rotina “Verifica Campos” implementa todo o processo de verificação dos campos de parâmetros das entradas analógicas incluindo o nome do ficheiro *Excel* para onde serão exportados os dados da aquisição. As rotinas “Verifica campos de temperatura”, “Verifica campos de tensão” e “Verifica campos de vibração”, consistem em verificar se o respetivo tipo de entradas

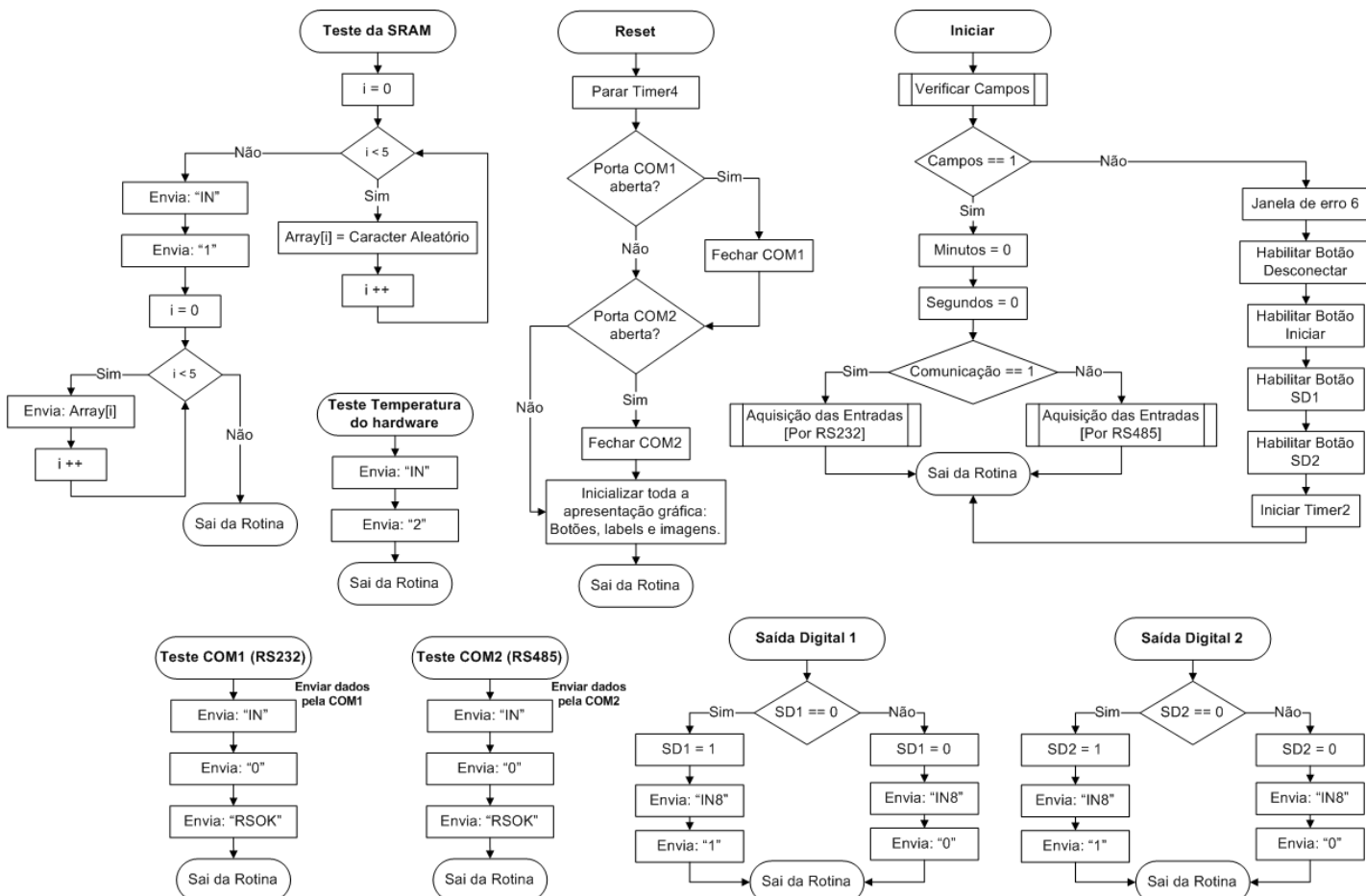


Figura 4.13 – Rotinas do teste de *hardware* e rotinas das saídas digitais, iniciar e *reset*.

As rotinas “Saída Digital 1” e “Saída Digital 2” apresentam a mesma lógica, em que, se a variável “SD1” tiver o valor ‘0’ significa que é para ligar a saída digital e envia ‘1’. No entanto, se a variável “SD1” tiver o valor 1 significa que é para desligar a saída digital e envia ‘0’. É de salientar que o estado do botão só altera quando o *hardware* confirma que já alterou o estado da saída. A rotina “Iniciar” começa o seu procedimento executando a rotina “Verificar Campos” presente na Figura 4.14 e, se a variável “Campos” for ‘1’, significa que os campos das entradas analógicas selecionadas estão todos preenchidos e, nesse caso, verifica qual a porta COM que está a usar e executa a rotina “Aquisição das Entradas”. Se a variável “Campos” for ‘0’, surge um aviso da existência de campos por preencher e volta a colocar a aplicação na configuração dos parâmetros das entradas analógicas. A rotina “Verifica Campos” implementa todo o processo de verificação dos campos de parâmetros das entradas analógicas incluindo o nome do ficheiro *Excel* para onde serão exportados os dados da aquisição. As rotinas “Verifica campos de temperatura”, “Verifica campos de tensão” e “Verifica campos de vibração”, consistem em verificar se o respetivo tipo de entradas

analógicas, quando selecionado, está completamente configurado (tem os campos todos preenchidos). A título de exemplo, imaginemos que se pretende fazer uma aquisição de temperatura. Se o nome do ficheiro estiver preenchido, verifica-se se a opção das temperaturas foi selecionada. Se sim incrementa a variável “NTEA” (Número de tipos de entradas analógicas) e é executada a rotina “Verifica campos de temperatura”. Nesta rotina, se os campos dos parâmetros de temperatura estiverem todos preenchidos a variável “VAL1” (Validação das entradas analógicas de temperatura) fica com o valor ‘1’. Quando se sai desta rotina, como só foi selecionada a opção de temperaturas, “PTP” (Parâmetros de temperatura) e “PVB” (Parâmetros de vibração) contêm o valor ‘0’ e uma vez que “NTEA = 1” verifica-se a condição “VAL1 == 1” e a variável “Campos” é colocada a 1.

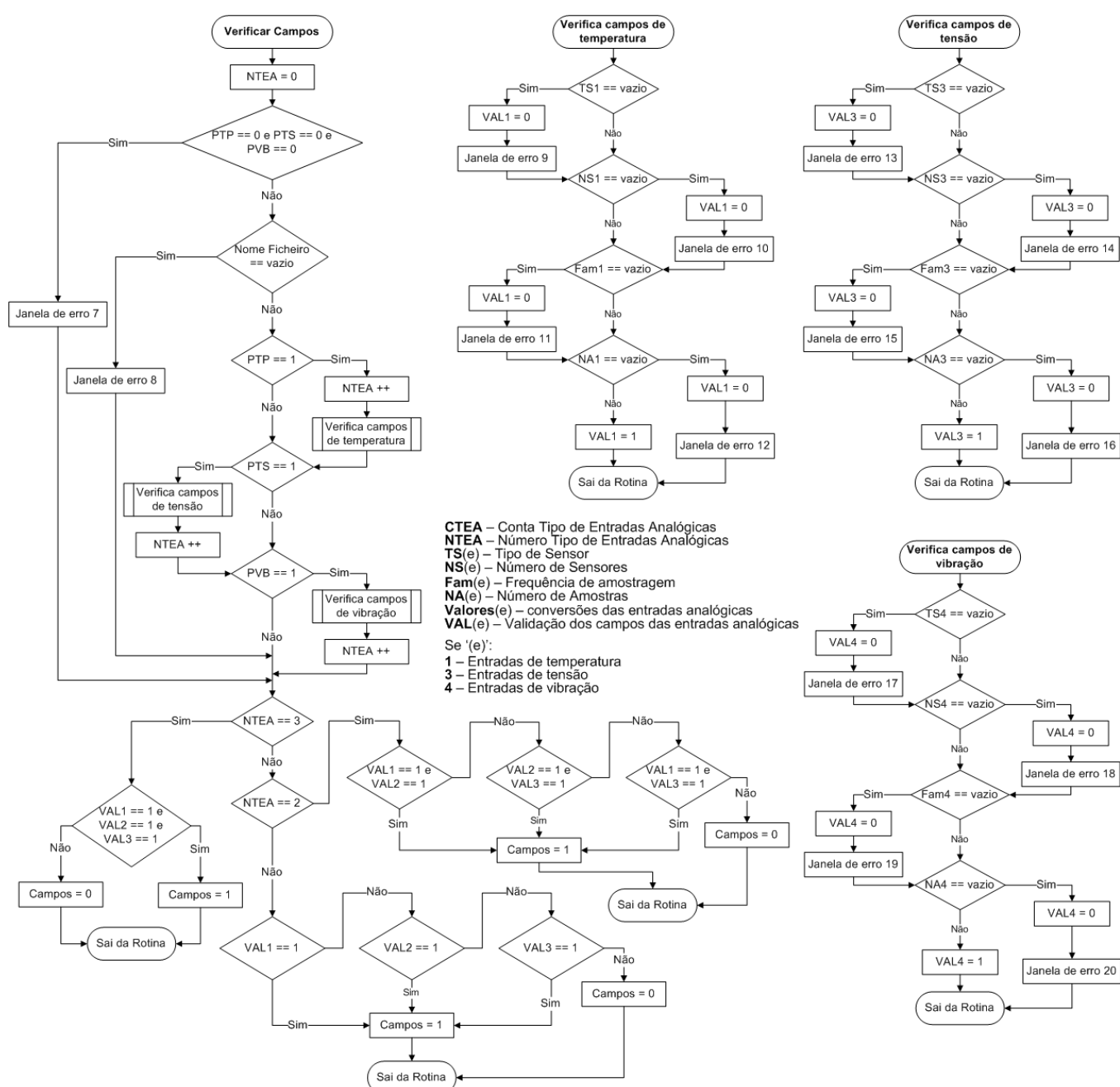


Figura 4.14 – Rotinas que implementam a verificação dos campos das entradas analógicas.

As rotinas “Aquisição das Entradas”, “Enviar parâmetros de temperatura”, “Enviar parâmetros de tensão” e “Enviar parâmetros de vibração” estão representadas na Figura 4.15 e permitem implementar o envio dos parâmetros configurados para a aquisição das entradas analógicas selecionadas, iniciando assim o processo de aquisição.

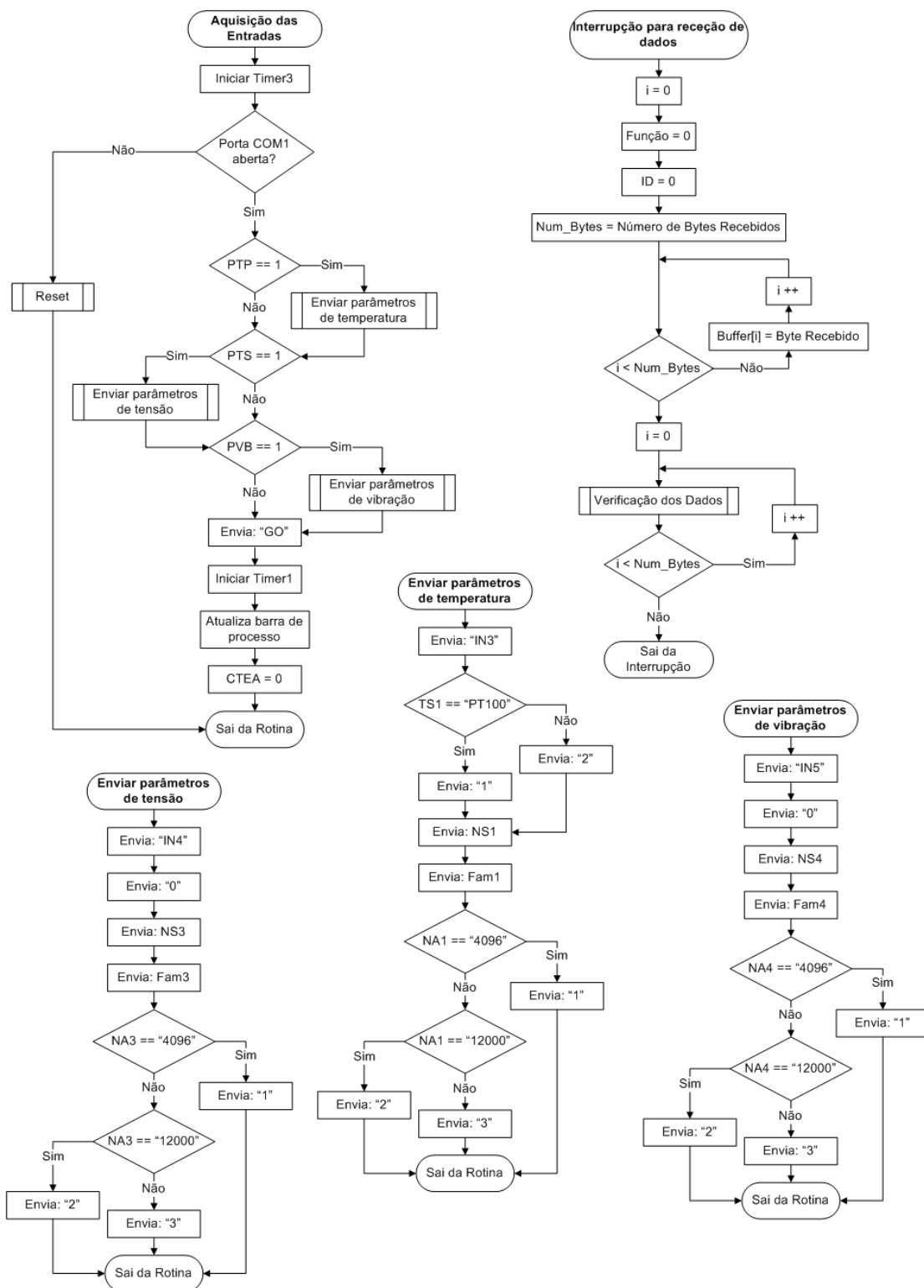


Figura 4.15 – Rotinas que implementam o início da aquisição e troca de dados.

Já a rotina “Interrupção para recepção de dados” (Figura 4.15) é uma rotina de interrupção que é executada sempre que são recebidos dados pela porta série. O algoritmo desta rotina pode ser implementado tanto através da COM1 como também através da COM2. Numa fase inicial,

a variável “Num\_bytes” guarda o número de *bytes* que estão a ser recebidos e, com o auxílio de um ciclo, esses dados são armazenados no vetor “Buffer”. De seguida, com o auxílio de outro ciclo, os dados recebidos são analisados através da rotina “Verificação dos Dados”, que se encontra representada da Figura 4.16 à Figura 4.20 (dividida em 5 partes).

Na Figura 4.16, está representada a Parte 1 da rotina “Verificação dos Dados” cujo algoritmo começa por verificar o valor da variável “Função”. Inicialmente “Função” contém o valor ‘0’ que será incrementado cada vez que é recebido um *byte* válido, sendo colada de novo a ‘0’ no final de se receberem todos os *bytes*. Portanto, se o primeiro *byte* recebido for ‘D’ então “Função” toma o valor ‘1’, senão mantém o valor ‘0’ e o *byte* recebido não é válido. No caso de o valor de “Função” ser ‘1’, se o segundo *byte* recebido for ‘L’ então “Função” toma o valor ‘2’, senão toma o valor ‘0’ e o *byte* recebido não é válido. No caso de os primeiros 2 *bytes* conterem a informação “DL”, significa que serão recebidos dados do *hardware*. Nesta situação, o valor de “Função” é ‘2’ e estará a receber o terceiro *byte* que contém o identificador do tipo de dados que vai receber, que será guardado na variável “ID”, ficando “Função” com o valor ‘3’.

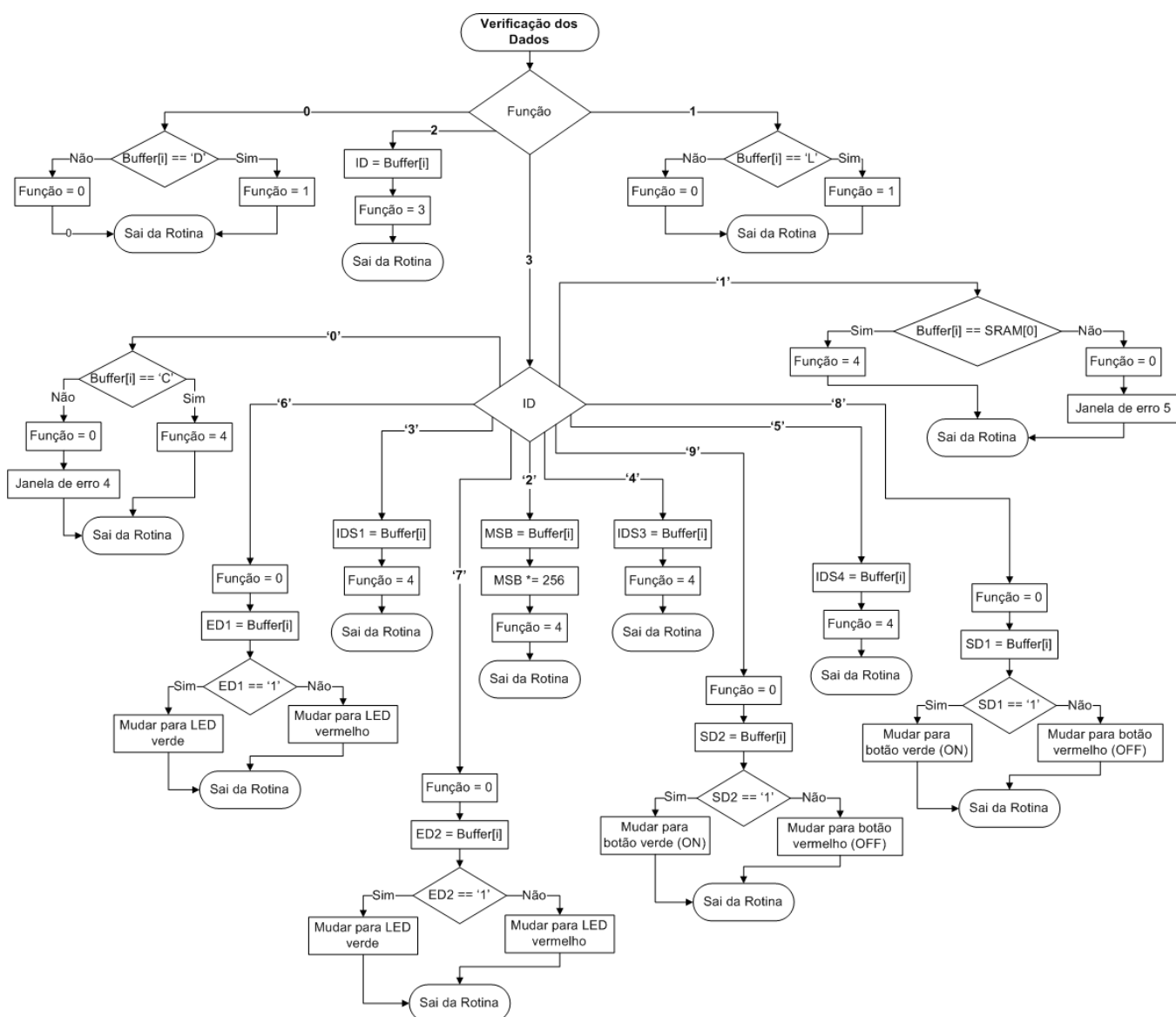


Figura 4.16 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 1/5].

Quando “Função” contém o valor ‘3’, é verificado o conteúdo da variável “ID” que poderá conter os seguintes valores:

- ‘0’ – Indica que vai receber dados do teste de comunicação;
- ‘1’ – Indica que vai receber dados do teste da SRAM;
- ‘2’ – Indica que vai receber dados do teste de temperatura do *hardware*;
- ‘3’ – Indica que vai receber dados das entradas analógicas de temperatura;
- ‘4’ – Indica que vai receber dados das entradas analógicas de tensão;
- ‘5’ – Indica que vai receber dados das entradas analógicas de vibração;
- ‘6’ – Indica que vai receber o estado da entrada digital 1;
- ‘7’ – Indica que vai receber o estado da entrada digital 2;
- ‘8’ – Indica que já foi alterado o estado da saída digital 1;
- ‘9’ – Indica que já foi alterado o estado da saída digital 2;

Uma vez executada a condição da variável “ID”, é recebido o quarto *byte* que contém informação de qualquer um dos itens descritos anteriormente. No caso das entradas e saídas digitais, a variável “Função” é colocada a ‘0’. Isto acontece sempre que se recebe o último *byte* de cada tipo de informação e tem como objetivo preparar a próxima receção de dados.

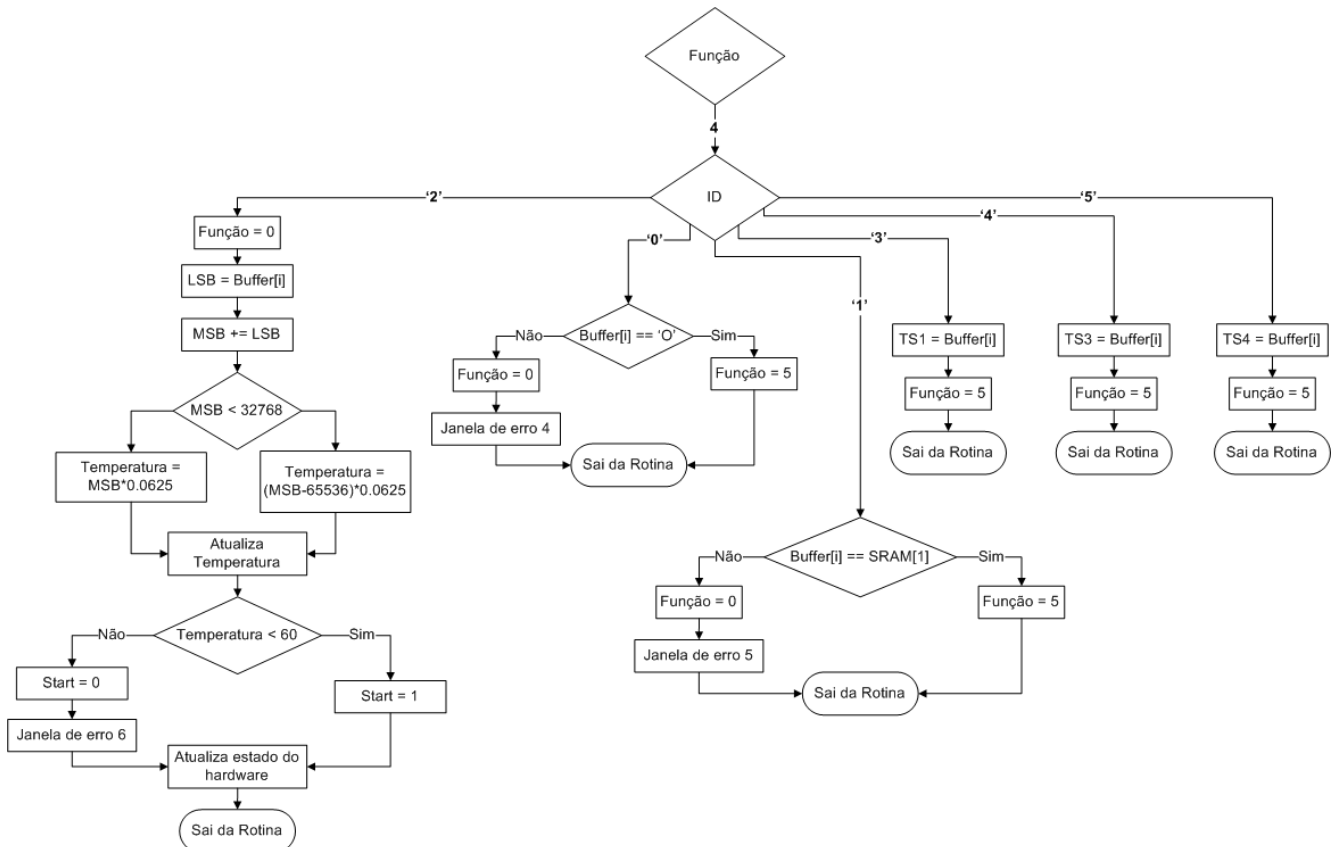


Figura 4.17 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 2/5].

A Figura 4.17 representa a Parte 2 da rotina “Verificação dos Dados”, onde se continua a descrição da receção de dados do teste de comunicação, teste da SRAM e das entradas analógicas. Por outro lado, finaliza-se a receção de dados do teste de temperatura do *hardware*. Este processo inicia-se colocando “Função” com o valor ‘0’, executam-se os cálculos constantes das expressões (3.38) e (3.39) do Subcapítulo 3.11 e, posteriormente, verifica-se se o valor de temperatura do *hardware* obtido é inferior a 60 °C. Se assim for, o

*hardware* está a funcionar corretamente e a variável “Start” é colocada a ‘1’, se não, “Start” mantém-se a ‘0’ e surge uma janela de erro que informa o utilizador de que deve desligar o sistema, porque existe uma situação anormal. No final, antes de sair da rotina, atualiza-se o ambiente gráfico e o valor da temperatura. A Parte 3 da rotina “Verificação dos Dados” está representada na Figura 4.18 que consiste na continuação da ilustração do processo de receção dos dados do teste de comunicação, do teste da SRAM e das entradas analógicas.

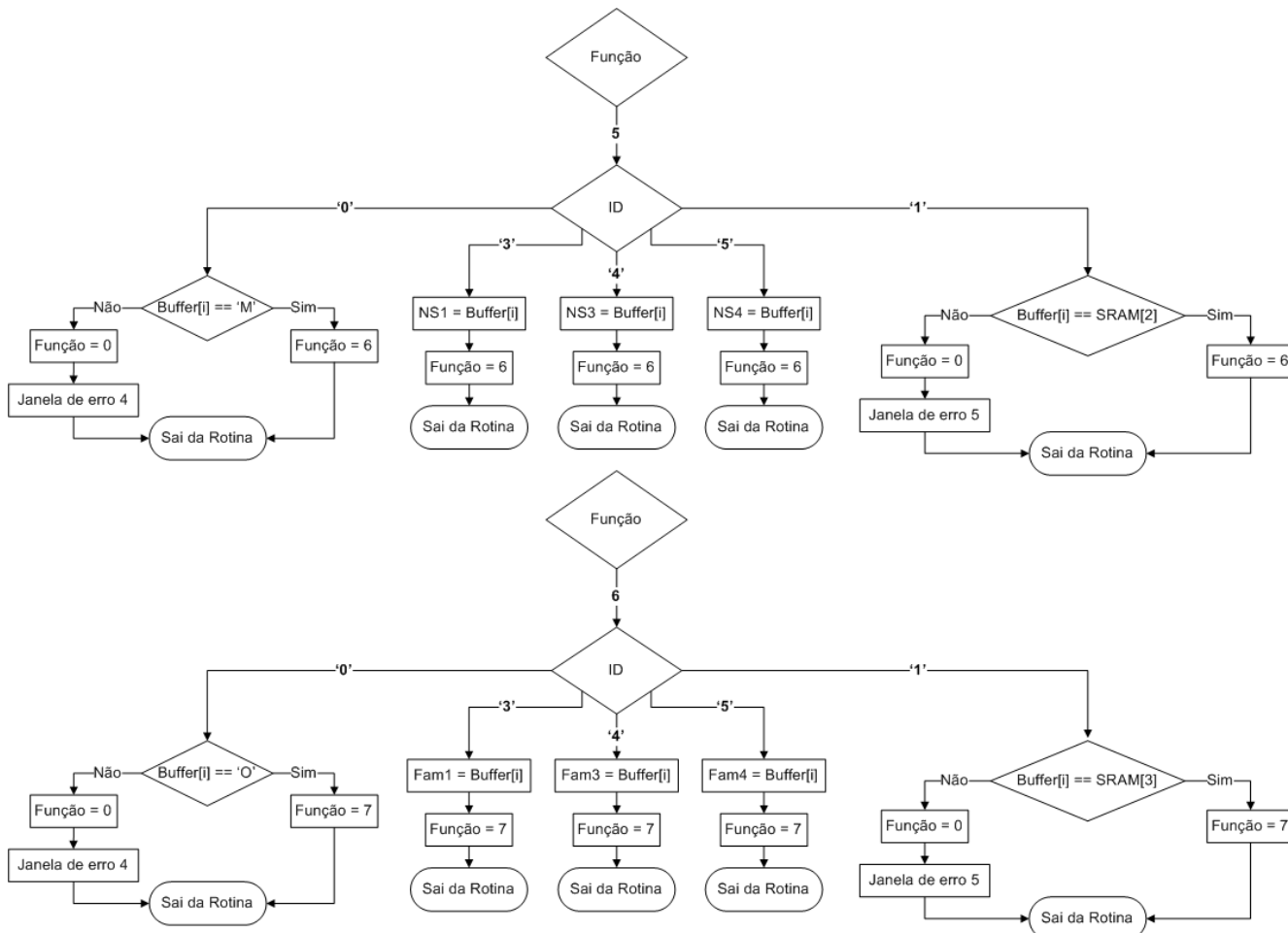


Figura 4.18 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 3/5].

A Figura 4.19 representa a Parte 4 da rotina “Verificação dos Dados”, onde continua a receção de dados das entradas analógicas e se finaliza a receção de dados do teste de comunicação e do teste da SRAM. Relativamente ao teste de comunicação, este termina quando é recebido o oitavo *byte*. Se este *byte* corresponder ao carácter ‘K’, a comunicação está a funcionar e atualiza-se o seu estado no ambiente gráfico.

Quando é desencadeada a interrupção para a receção de dados da COM1, a variável “Comunicação” fica com o valor ‘1’, o que indica que se está a comunicar por RS-232, executando em seguida a rotina “Teste da SRAM”. Quando é desencadeada a interrupção para a receção de dados da COM2, verifica-se se a variável “Comunicação” é igual ‘1’. Se for, indica que já existe a ligação RS-232, se não, a variável “Comunicação” fica com o valor ‘2’, o que indica que se está a comunicar por RS-485, executando-se a rotina “Teste da SRAM”. No caso do teste da SRAM, se o oitavo *byte* recebido corresponder ao último carácter gerado aleatoriamente, então atualiza-se o seu estado no ambiente gráfico e executa-se a rotina “Teste de temperatura do hardware”. Tanto no caso do teste de comunicação como no teste da

SRAM, se as condições analisadas tiverem resultado negativo é apresentada uma janela de erro e a aplicação volta a esperar pela receção de novos dados.

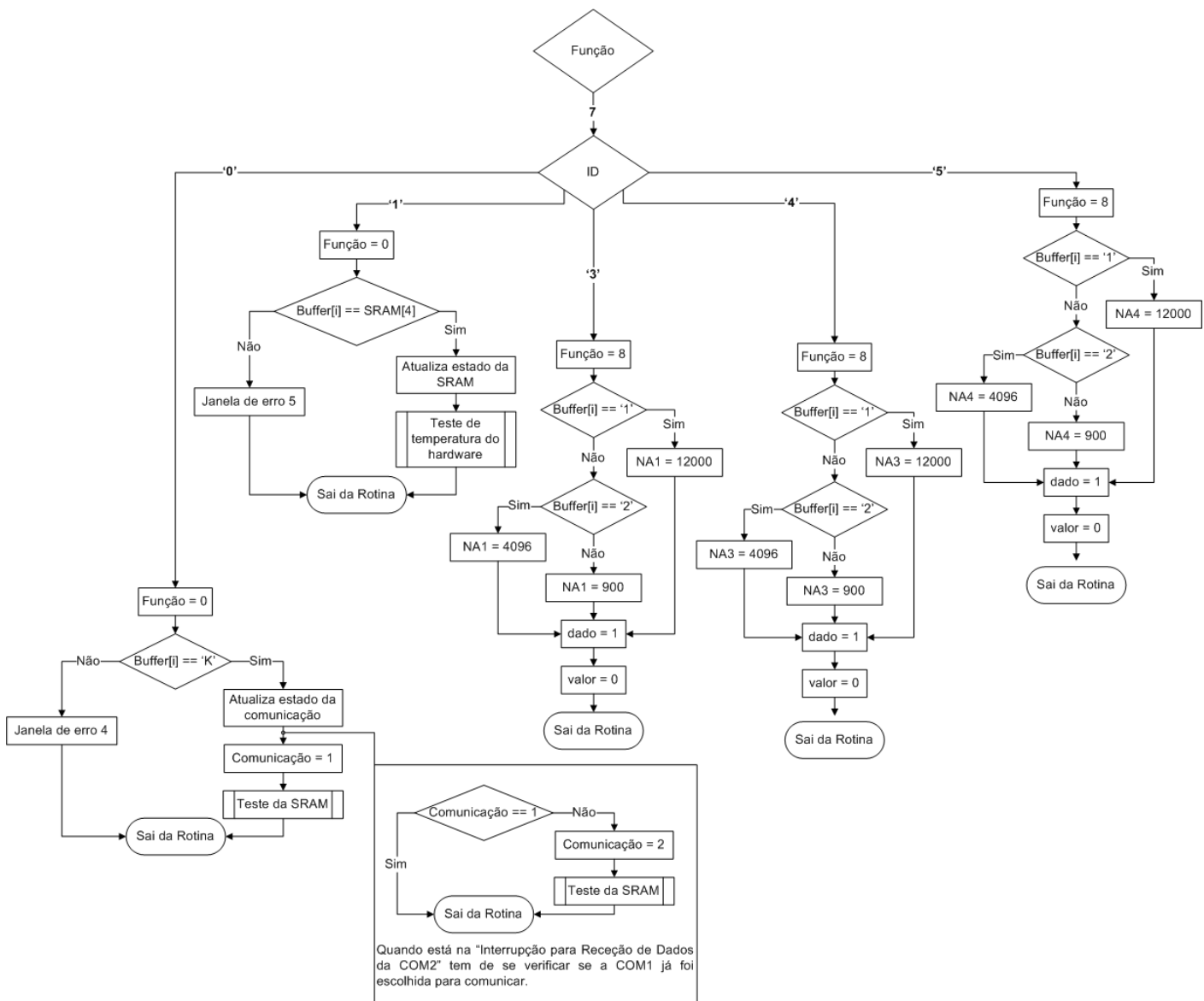


Figura 4.19 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 4/5].

A Figura 4.20 representa a Parte 5 da rotina “Verificação dos Dados”, onde é implementada a receção dos dados resultantes das aquisições das entradas analógicas. Se a variável “ID” for ‘3’, serão recebidos os dados das entradas analógicas de temperatura. Neste caso, quando a variável “dado” tiver o valor ‘1’ significa que se está a receber a parte MSB de uma amostra e verifica-se: se o tipo de sensor é PT100 executa-se parte da expressão (3.6) do Subcapítulo 3.4, se for termopar executa-se parte da expressão (3.8) do Subcapítulo 3.5. Depois de executar uma destas expressões, coloca-se a variável “dado” com o valor ‘0’ para de seguida receber o *byte* LSB da amostra e, utilizando a condição anterior, executa-se a restante parte da expressão (3.6) ou (3.8) concluindo o cálculo juntando as partes MSB e LSB e formando assim o valor da amostra. A variável “dados” é colocada a ‘1’, a amostra é adicionada ao vetor “Valores” e a variável valor é incrementada. Se “valor” for diferente do número de amostras pretendido, executa a rotina “Verifica Entradas”, se for igual, coloca a variável “Função” com o valor ‘0’ e verifica se o sensor atual é igual ao número de sensores.



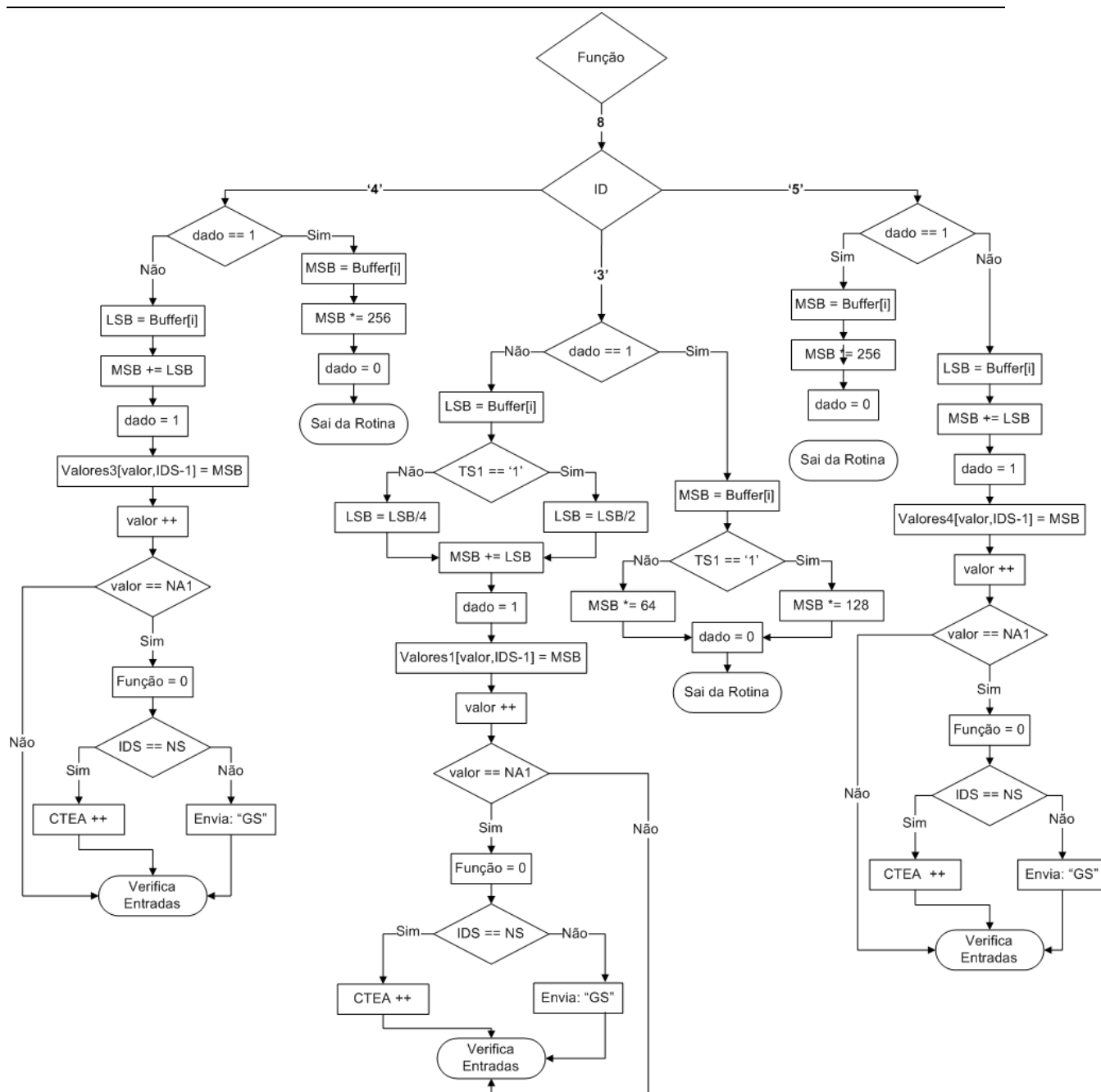


Figura 4.20 – Rotina que implementa a verificação dos dados recebidos [Parte 5/5].

Se for igual, incrementa a variável “CTEA” (Conta tipo de entradas analógicas) e sai da rotina. Se não, envia via série para o *hardware* “GS” para enviar as amostras do próximo sensor e executa a rotina “Verifica Entradas”. Se a variável “ID” for ‘4’, serão recebidos os dados das entradas analógicas de tensão. Se a variável “ID” for ‘5’, serão recebidos os dados das entradas analógicas de vibração. Em ambos os casos o procedimento usado é semelhante ao das entradas analógicas de temperatura, divergindo apenas na questão de só terem um tipo de sensor e de as expressões executadas serem diferentes (expressão (3.19)). A rotina “Verifica Entradas” está representada na Figura 4.21 e permite verificar se já foram recebidos os dados de todas as entradas analógicas selecionadas. Se a condição for falsa, sai da rotina. Se a condição for verdadeira, atualiza a barra de processo, a variável “Receber” toma o valor ‘1’, é executada a rotina “Exportar para o Excel” e, no final, sai da rotina “Verifica Entradas”.

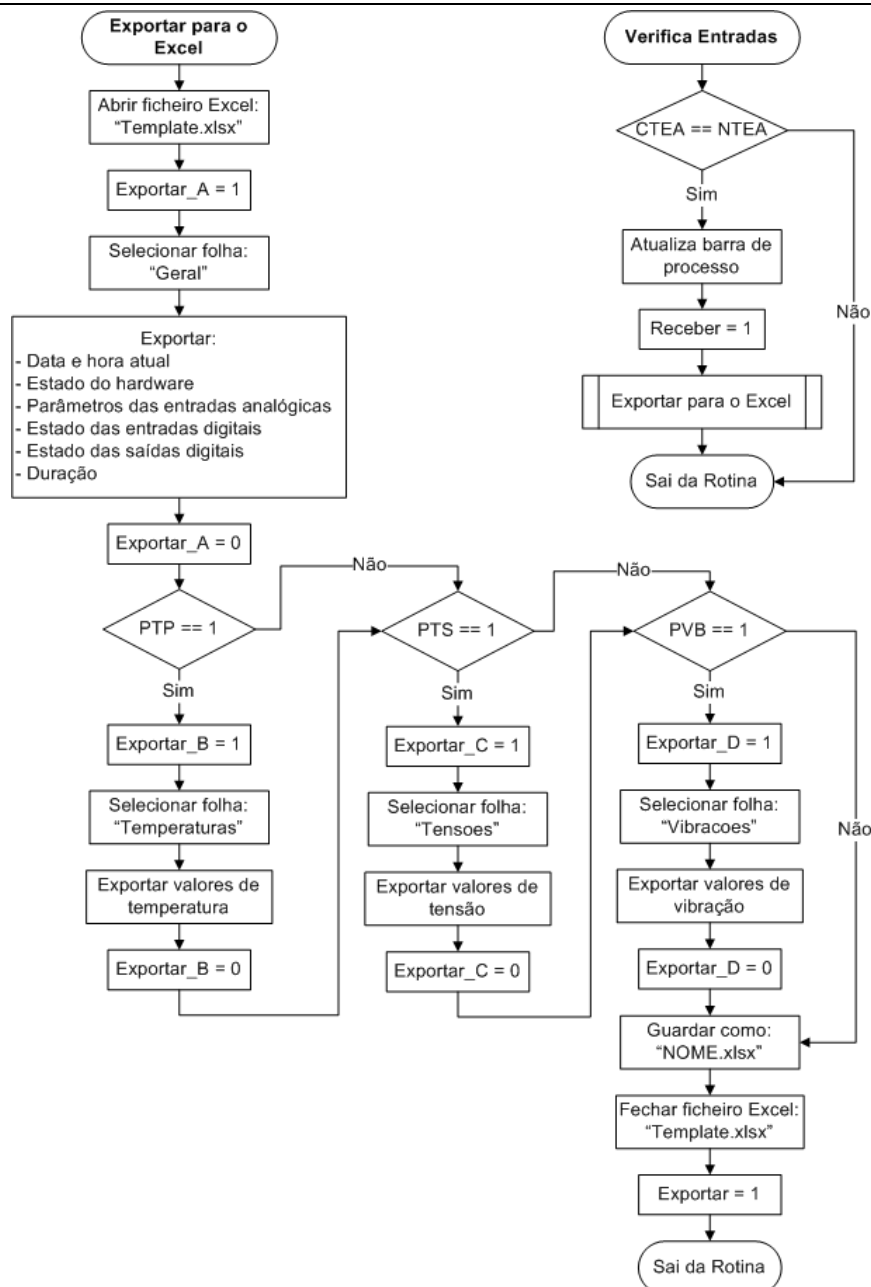


Figura 4.21 – Rotinas que implementam a exportação de dados para um ficheiro *Excel*.

A rotina “Exportar para o Excel”, tal como o nome indica, implementa o processo em que os dados da aquisição são exportados para um ficheiro de *Excel*. Inicia-se este processo abrindo o ficheiro Excel modelo e a variável “Exportar\_A” toma o valor ‘1’. Seleciona-se a folha “Geral”, exportam-se para essa folha todos os dados gerais e coloca-se a variável “Exportar\_A” com o valor ‘0’. De seguida, se as entradas analógicas de temperatura foram selecionadas então existem dados de temperatura para exportar. Deste modo, a variável “Exportar\_B” toma o valor ‘1’, seleciona-se a folha “Temperaturas”, exportam-se os dados de temperatura e coloca-se a variável “Exportar\_B” com o valor ‘0’. Se as entradas analógicas de tensão foram selecionadas, então existem dados de tensão para exportar. Deste modo, a variável “Exportar\_C” toma o valor ‘1’, seleciona-se a folha “Tensoes”, exportam-se os dados de tensão e coloca-se a variável “Exportar\_C” com o valor ‘0’. Se as entradas analógicas de vibração foram selecionadas, então existem dados de vibração para exportar. Deste modo, a variável “Exportar\_D” toma o valor ‘1’, seleciona-se a folha “Vibracoes”, exportam-se os

dados de temperatura e coloca-se a variável “Exportar\_D” com o valor ‘0’. No final, guarda-se o ficheiro *Excel* aberto com o nome inserido na configuração dos parâmetros de aquisição, fecha-se o ficheiro *Excel* modelo e a variável “Exportar” fica com o valor ‘1’ e sai da rotina. Na Figura 4.22 estão representados os fluxogramas das interrupções dos *Timers*:

- *Timer1* – Permite atualizar a barra de processo durante o período de transferência e exportação de dados;
- *Timer2* – Permite atualizar a temperatura do *hardware* e pedir um novo valor de temperatura;
- *Timer3* – Permite atualizar o tempo de aquisição e exportação dos dados;
- *Timer4* – Permite verificar se o cabo de comunicação foi desligado.

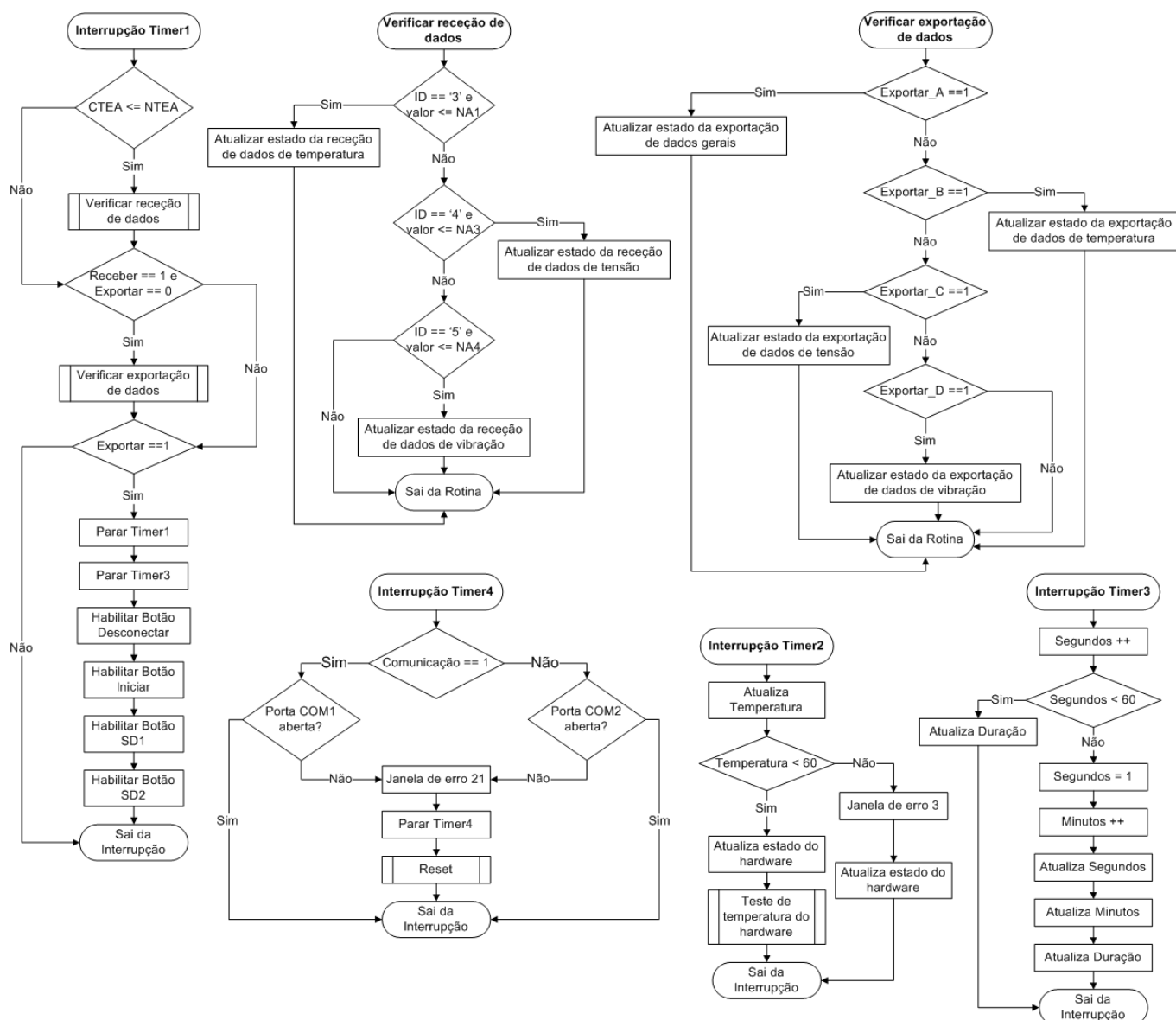


Figura 4.22 – Rotinas de interrupção dos *Timers*.

Na rotina “Interrupção Timer1”, enquanto a “CTEA” for menor ou igual que “NTEA”, é executada a rotina “Verificar recepção de dados”. Quando CTEA é superior a “NTEA” e enquanto “Receber” for igual a ‘1’ e “Exportar” igual a ‘0’, é executada a rotina “Verificar exportação de dados”. Quando “Receber” igual a ‘0’ e “Exportar” igual a ‘1’, pára-se o *Timer1* e o *Timer3*, habilitam-se os botões desabilitados antes de começar o processo de

adquirição e no fim sai da interrupção. Na rotina “Verificar receção de dados” se “ID” for igual ao carácter ‘3’ e “valor” for inferior ao número de amostras de temperatura, atualiza o estado da receção de dados das temperaturas. Se “ID” for igual ao carácter ‘4’ e “valor” for inferior ao número de amostras de tensão, atualiza-se o estado da receção de dados das tensões. Se “ID” for igual ao carácter ‘5’ e “valor” for inferior ao número de amostras de vibração, atualiza-se o estado da receção de dados das vibrações e no fim sai da rotina. Na rotina “Verificar exportação de dados”, se “Exportar\_A” for igual a ‘1’ atualiza-se o estado da exportação de dados gerais, se não, verifica se “Exportar\_B” é igual a 1. Se sim, atualiza estado da exportação dos dados de temperatura, se não, verifica-se se “Exportar\_C” é igual a ‘1’. Se sim, atualiza-se o estado da exportação dos dados de tensão, se não, verifica-se se “Exportar\_D” é igual a ‘1’. Se sim, atualiza-se o estado da exportação dos dados de vibração, se não, sai da rotina.

Na rotina “Interrupção Timer2”, atualiza-se a temperatura. Se a temperatura for menor que 60 °C atualiza-se o estado do *hardware*, executa-se a rotina “Teste de temperatura do hardware” para solicitar novo valor e sai da interrupção. Se não, surge uma janela de erro, é atualizado o estado do *hardware* e sai da interrupção.

Na rotina “Interrupção Timer3”, incrementa-se a variável “Segundos”, se “Segundos” for menor que 60 então atualiza-se a duração do processo e sai da interrupção, se não, “Segundos” toma o valor ‘1’, incrementa-se a variável “Minutos”, atualiza-se segundos, minutos e duração e sai da interrupção.

Na rotina “Interrupção Timer4”, se “Comunicação” for igual a ‘1’ então está-se a comunicar pela COM1 e verifica-se se a COM1 está aberta, se não, está a comunicar pela COM2 e verifica-se se a COM2 está aberta. Se a COM1 estiver aberta, sai da interrupção, se não, surge uma janela de erro, pára-se o *Timer4*, executa-se a rotina “Reset” e no fim sai da interrupção. O mesmo procedimento é executado no caso da COM2.

## 5 Ensaios do Sistema e Industrialização

### 5.1 Enquadramento

Este capítulo pretende validar as funcionalidades do sistema desenvolvido através da elaboração de dois ensaios experimentais onde foram monitorizados: a temperatura, a tensão monofásica de alimentação do sistema e a vibração do motor. Neste capítulo é ainda apresentada uma abordagem direcionada para a perspetiva da industrialização do sistema de aquisição desenvolvido, onde são abordados aspetos como o orçamento, a certificação e a comercialização.

### 5.2 Ensaios do Sistema

#### 5.2.1 Set-up dos ensaios

O *Set-up* do primeiro ensaio experimental segue a disposição do diagrama de blocos representado na Figura 5.1. Neste ensaio foi utilizado um motor monofásico com 0.75 kW de potência. Uma PT100 de 4 fios foi colocada com massa térmica na carcaça do motor e ligada numa das entradas de temperatura do *hardware* SAVA. Por forma a medir tensão do motor, foi colocado um sensor de tensão, também produzido pela Enging, que converte o sinal da tensão de alimentação do motor numa tensão sinusoidal condicionada à entrada de  $\pm 10$  V do SAVA. Como mencionado anteriormente neste documento, o acelerómetro apresenta um sinal de corrente proporcional ao sinal de vibração do motor em ips RMS e foi ligado numa das entradas de 4-20 mA do SAVA. O sistema SAVA foi ligado a um computador por RS-232 onde, através da aplicação de interface, foram iniciadas as aquisições e criados ficheiros *Excel* com os respetivos resultados.

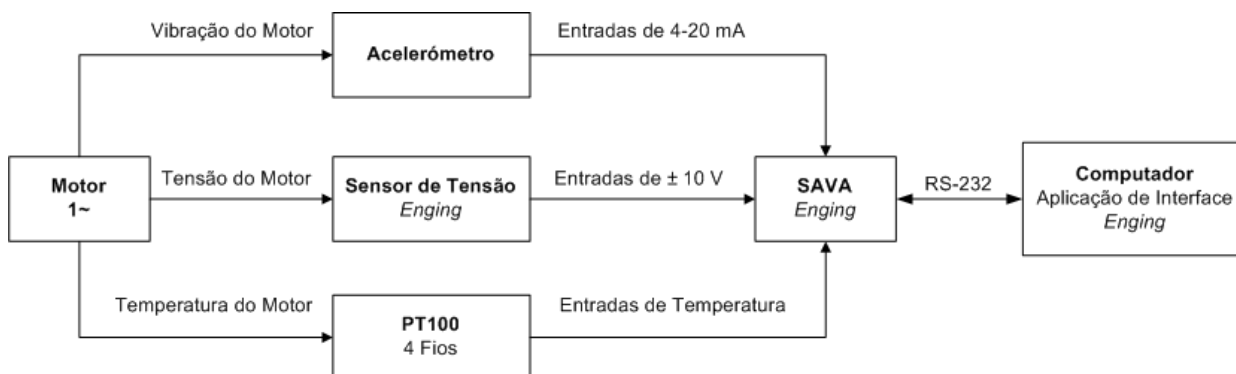


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do ensaio experimental realizado com o sistema SAVA.

A Figura 5.2 apresenta uma fotografia tirada durante o ensaio experimental realizado no Laboratório de Redes do Departamento de Engenharia Eletrotécnica, onde se podem observar todos os elementos mencionados anteriormente.

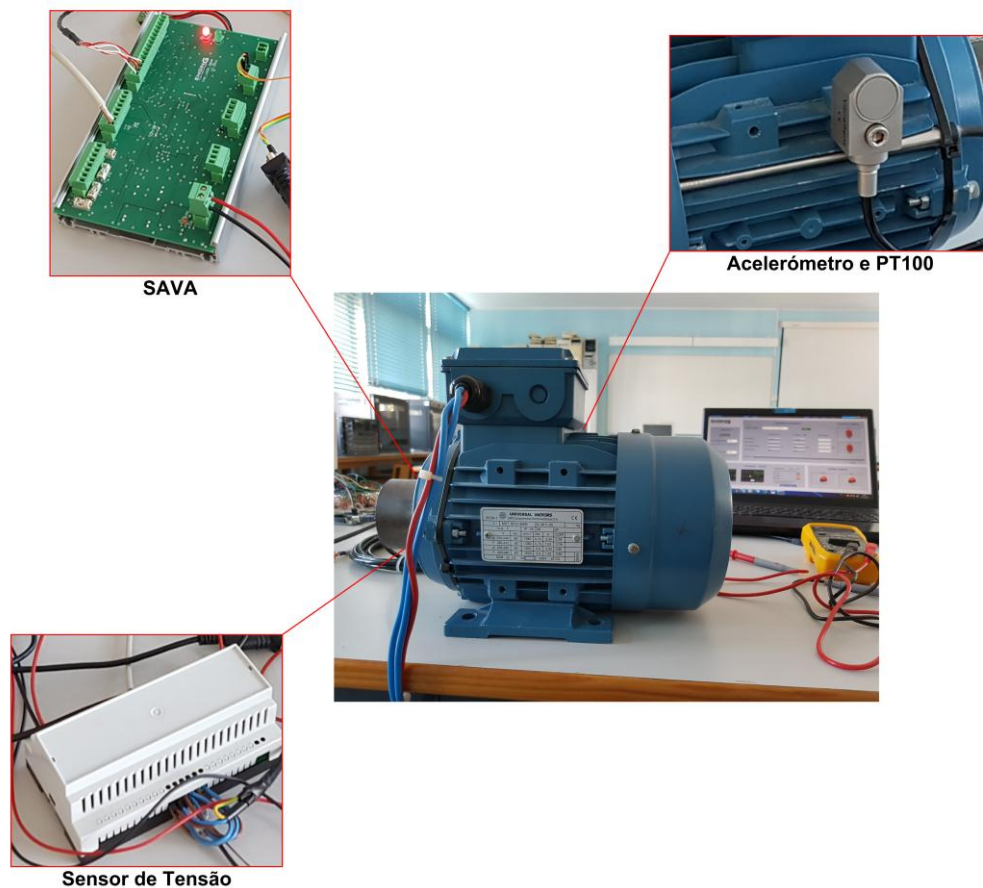


Figura 5.2 – Primeiro ensaio experimental realizado com o sistema SAVA.

A Figura 5.3 representa o ambiente da aplicação de interface no momento em que se verificam o estabelecimento da comunicação, o teste de *hardware* e das saídas e entradas digitais, assim como, o momento em que se dá início à aquisição das entradas analógicas.



Figura 5.3 – Aplicação de interface no momento em que se inicia o ensaio experimental.

Tendo como referência a secção “Interface”, a porta COM11 está aberta para RS-232 e a porta COM12 está aberta para RS-485. No entanto, na secção “Hardware - SAVA”,

observa-se que apenas a comunicação RS-232 está “OK”. Isto deve-se ao facto de, apesar das duas portas estarem abertas, neste ensaio só foi utilizada a comunicação RS-232, embora também tenha sido verificado o funcionamento da comunicação RS-485 noutra ocasião. Ainda nesta secção é possível verificar que a memória SRAM está em pleno funcionamento e observar a temperatura ambiente do *hardware*, que nesse momento estava a 25.69 °C. Na secção “Saídas Digitais” foi acionada a saída digital 1 através do botão SD1 que só fica com a cor verde depois do SAVA confirmar que aquela saída transitou para o estado lógico “1”. Por outro lado, na secção “Entradas Digitais”, colocou-se na entrada digital 2 uma tensão de 24 VDC, o que fez com que o LED ED2 alterasse a sua cor para verde. Na secção “Entradas Analógicas” foram configurados todos os parâmetros das variáveis de temperatura, tensão e vibração por forma a dar início à sua respetiva aquisição. Deste modo, pretendia-se adquirir 900 amostras de uma PT100 com uma  $f_{am} = 1$  Hz, 4096 amostras de um sensor de tensão com  $f_{am} = 100$  kHz e 12000 amostras de um acelerómetro com uma  $f_{am} = 2$  kHz. Estes parâmetros mantiveram-se tanto para a fase em que o motor se encontrava desligado como para a fase em que entrou em funcionamento. Quando se dá início à aquisição dos sinais, é possível observar o estado deste processo através da barra a verde, a descrição momentânea a azul, como também a sua duração que se encontra no canto inferior direito dessa secção.

No primeiro ensaio experimental não foi possível obter o sinal de vibração do motor elétrico porque este apresentava uma vibração tão pequena que não foi possível usar convenientemente a gama dinâmica do ADC. Deste modo, utilizando os mesmos parâmetros de vibração da experiência anterior, procedeu-se à realização de um novo ensaio num motor elétrico de maior potência, 4 kW. Este motor fazia parte de um sistema composto por dois motores de indução trifásicos e dois geradores e encontra-se representado na Figura 5.4. Neste novo ensaio adquiriram-se sinais do acelerómetro com o motor em três estados: parado, ao arrancar e a parar.

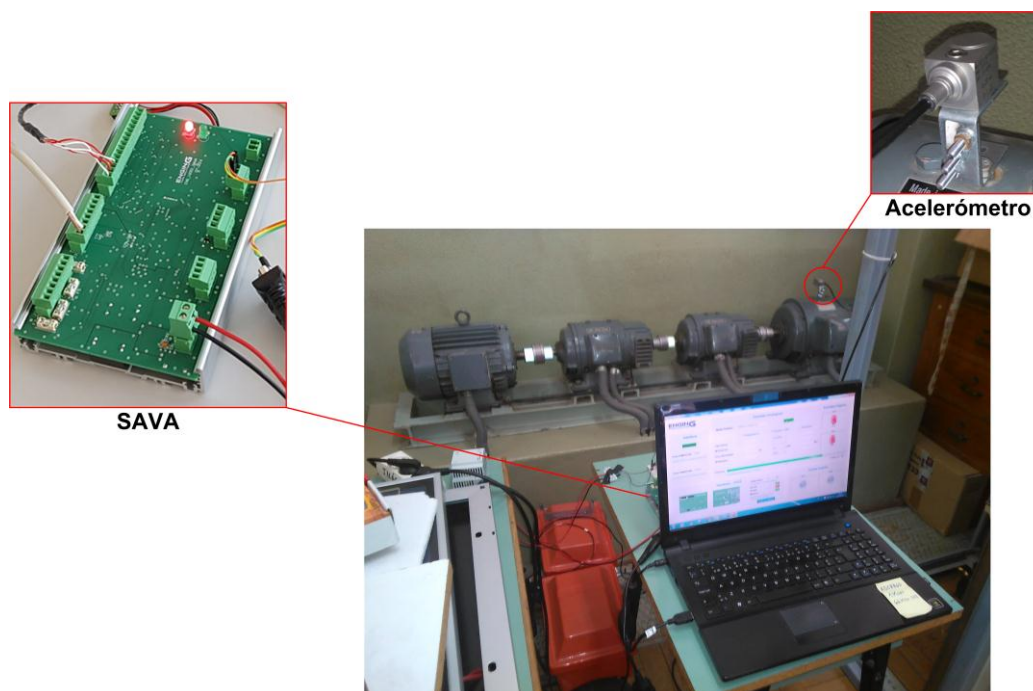


Figura 5.4 – Segundo ensaio experimental realizado com o sistema SAVA.

De seguida são apresentados os resultados obtidos nestes dois ensaios, como também uma breve discussão sobre mesmos.

### 5.2.2 Discussão de resultados

Esta secção tem como objetivo apresentar e discutir os resultados obtidos durante os dois ensaios experimentais. O primeiro ensaio foi dividido em duas fases: numa primeira fase são adquiridas as entradas analógicas mencionadas com o motor desligado; numa segunda fase é feita outra aquisição com o motor em funcionamento. A Figura 5.5 representa a folha de informações gerais do ensaio realizado, tais como: data e hora da criação do ficheiro *Excel*, estado do *hardware* juntamente com um termómetro que ilustra a sua temperatura no momento, estado das saídas e entradas digitais processadas no momento da aquisição, a configuração dos parâmetros para aquisição das entradas analógicas e a duração da aquisição juntamente com a exportação dos dados para o ficheiro *Excel*.

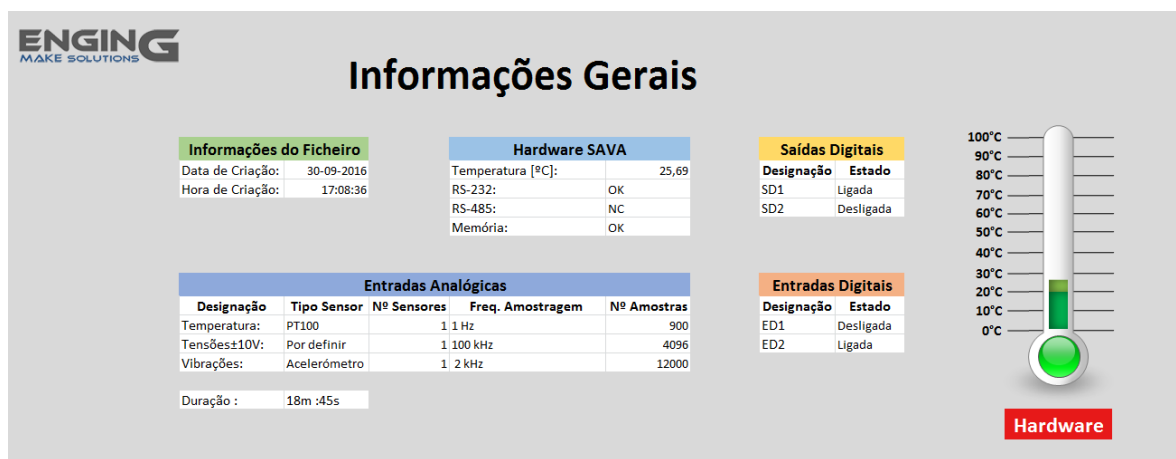


Figura 5.5 – Folha de informações gerais.

O gráfico da Figura 5.6 representa os resultados obtidos na aquisição da temperatura do motor que foi monitorizada durante 15 minutos. Quando o motor estava desligado, este apresentou uma temperatura média de 26.14 °C e quando passou a estar em funcionamento a sua temperatura média subiu ligeiramente para 26.23 °C.

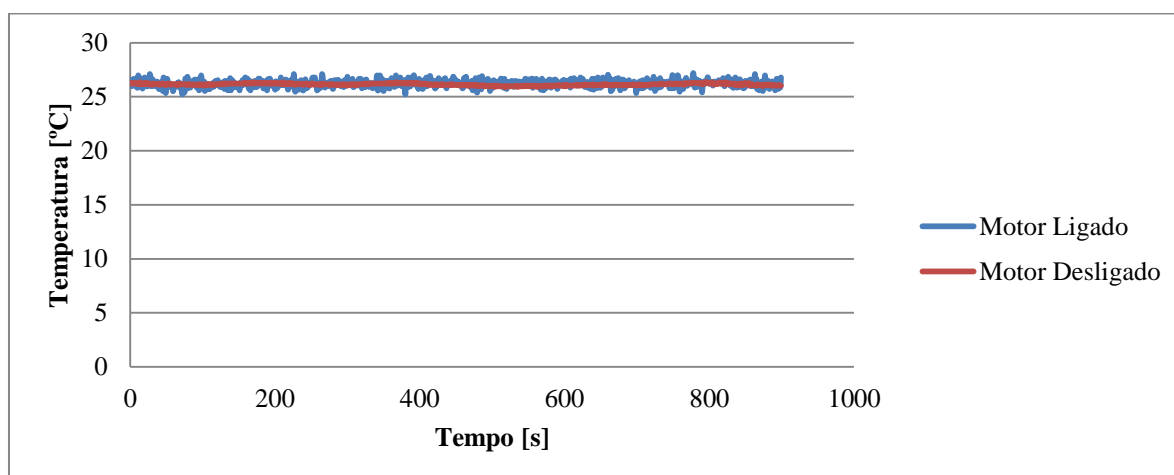


Figura 5.6 – Temperatura do motor em função do tempo.

Analisando o gráfico da Figura 5.6, quando o motor está desligado apresenta uma temperatura aproximadamente constante na escala de representação da figura. Em contrapartida, quando está ligado, a temperatura do motor apresenta oscilações. Este facto pode estar relacionado



com o processo de ventilação do próprio motor, uma vez que a PT100 foi colocada perto da ventoinha.

O gráfico da Figura 5.7 representa os resultados obtidos na aquisição dos valores da tensão de alimentação do motor que foi monitorizada durante 40.95 ms.

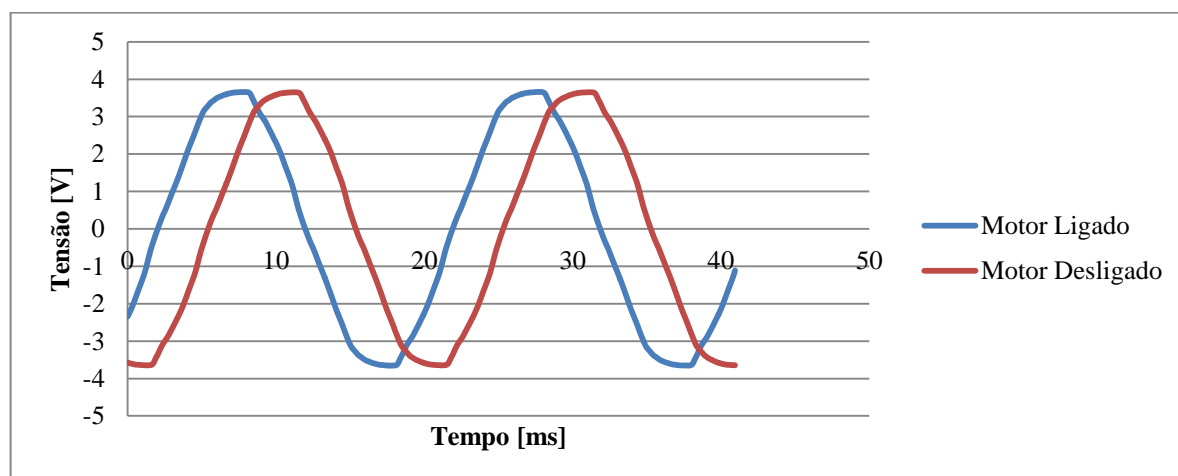


Figura 5.7 – Tensão do motor em função do tempo.

Analisando o gráfico da Figura 5.7, observa-se um desfasamento entre os dois sinais, o qual se deve ao facto de as duas experiências terem sido efetuadas em momentos diferentes. No entanto, ambos os sinais são idênticos e apresentam alguma distorção harmónica. O ensaio foi realizado no decorrer de uma aula prática no Laboratório de Máquinas Elétricas, onde são introduzidos muitos harmónicos na rede elétrica do Departamento de Engenharia Eletrotécnica, o que resulta na distorção da forma de onda do sinal.

A vibração do motor foi monitorizada num segundo ensaio durante 6 s. Os resultados obtidos estão representados no gráfico da Figura 5.8.

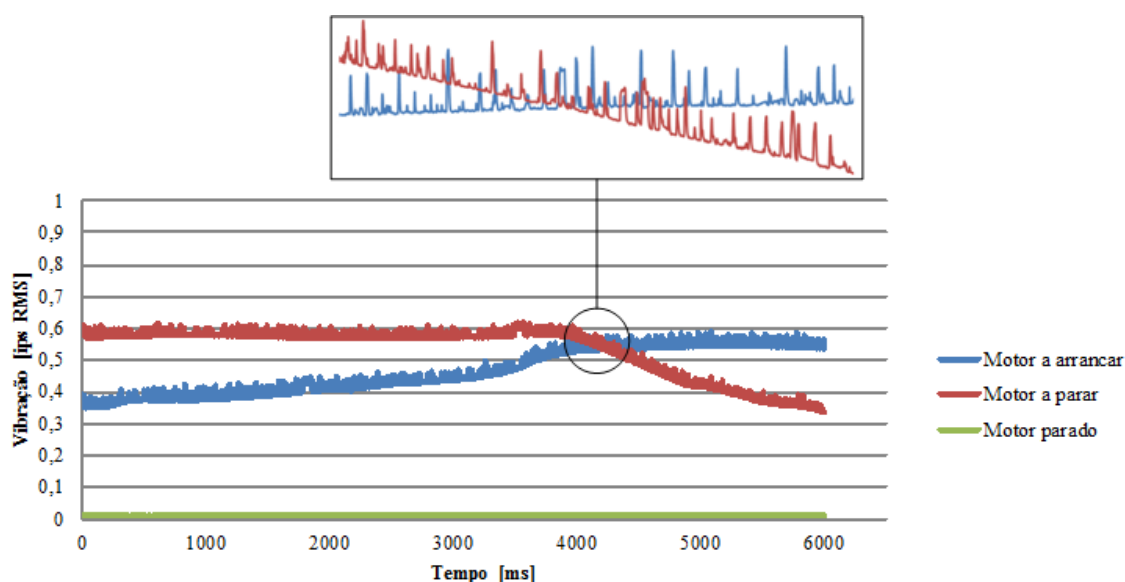


Figura 5.8 – Vibração do motor em função do tempo.

Analisando o gráfico da Figura 5.8, quando o motor se encontra parado a sua vibração é 0 ips RMS. No entanto, quando o motor está na fase de arranque, observa-se um aumento do valor da vibração até, aproximadamente, 0.57 ips RMS. Já em pleno funcionamento, o motor

apresenta uma vibração de 0.6 ips RMS, valor que diminui gradualmente quando o motor é desligado. De acordo com os resultados de vibração obtidos, é evidente que o sensor utilizado permite apenas sinalizar alarmes, uma vez que não fornece o sinal instantâneo da vibração mas sim o seu valor RMS.

Os ensaios realizados permitiram confirmar em ambiente industrial o funcionamento integrado do sistema SAVA. Testou-se a aquisição de sinais dos vários sensores, tendo sido demonstradas as funcionalidades dos sensores, do *hardware* de condicionamento, aquisição e armazenamento temporário de sinal, assim como as funcionalidades da comunicação e da interface de configuração e visualização.

## 5.3 Industrialização

### 5.3.1 Orçamento

Um orçamento não é nada mais que uma avaliação especulativa do custo de um determinado serviço. Neste caso, esse serviço trata-se da venda de um equipamento de monitorização de motores elétricos. No orçamento deste equipamento estão incluídos os custos desde a produção da PCB até à sua respetiva caixa, assim como todo o processo necessário para disponibilizar o equipamento para consumo. Nesta secção serão abordados apenas os custos de produção da PCB onde estão inseridos: custo de manufatura da PCB, custo dos componentes eletrónicos, conectores e caixa da PCB. Os dados relacionados com estes custos podem ser consultados na BOM do projeto presente no Anexo D deste documento. O custo de produção de uma PCB é de 324.20 €. A Figura 5.9 representa um gráfico que foi elaborado através dos dados da BOM e permite demonstrar o custo de cada item em percentagem na produção de uma PCB.

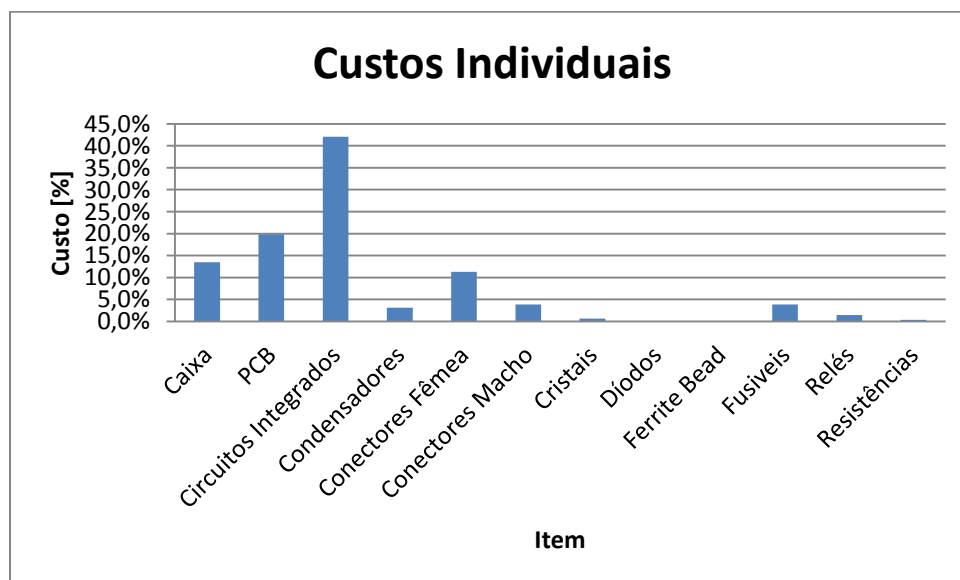


Figura 5.9 – Custo em percentagem por item na produção de uma PCB.

Analisando o gráfico, é visível que o custo da caixa, PCB e circuitos integrados representam cerca de 75 % dos custos totais onde os circuitos integrados têm um peso significativo de 41 %. Isto significa que estes itens são os que requerem mais atenção, pois são eles que

proporcionam o aumento/diminuição do custo de produção da PCB. Uma forma de reduzir o preço desses itens é a compra em grande escala, ou seja, ao comprar mais quantidade de um determinado item, o preço por unidade diminui. Tendo em consideração estes factos, torna-se interessante fazer um estudo sobre a variação do preço de produção da PCB no caso de se produzir 1, 10 ou 100 PCB. O gráfico da Figura 5.10 permite representar como varia o custo por PCB em função da quantidade produzida.

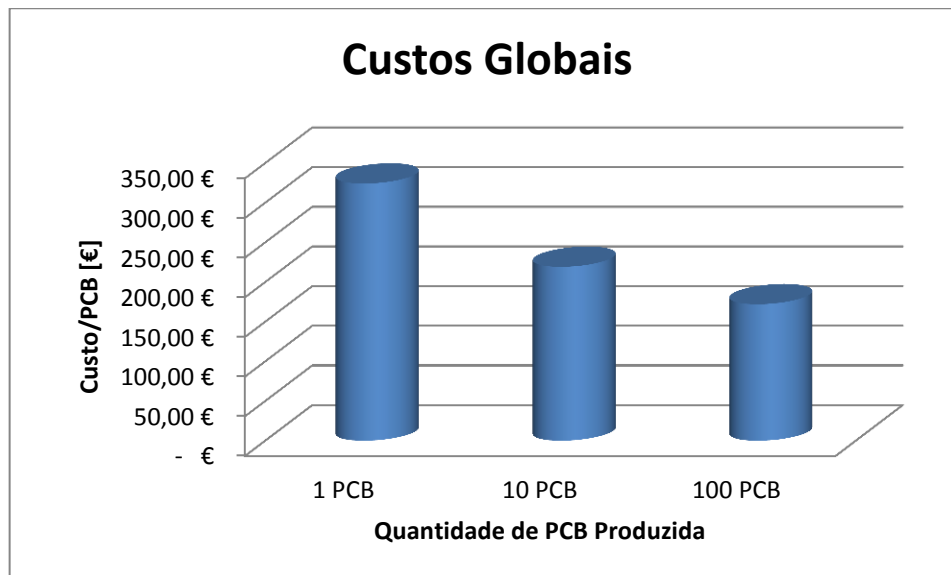


Figura 5.10 – Custo por PCB em função da quantidade produzida.

Analisando o gráfico, observa-se que a produção de 10 PCB resulta numa redução de 32 % do custo/PCB em relação à produção de apenas 1 PCB. Do mesmo modo, a produção de 100 PCB resulta numa redução de 47 % do custo/PCB em relação à produção de 1 PCB. Abordando o assunto de outra perspetiva, se se produzirem 100 PCB o preço/PCB é cerca de metade do preço de produção de 1 PCB, o que se traduz numa redução de preço significativa. Deste modo, confirma-se que a produção em grande escala se torna vantajosa.

### 5.3.2 Certificação

Uma certificação entende-se como uma declaração formal, emitida por entidades credíveis, que comprova que um determinado facto é verdadeiro. Neste caso, o equipamento em questão será submetido a uma certificação CE, que representa um indicativo de conformidade obrigatória para os produtos comercializados no Espaço Económico Europeu. A certificação CE pode ser obtida seguindo as seguintes etapas:

- Identificação dos requisitos aplicáveis a um determinado produto na União Europeia;
- Verificar se o produto cumpre os requisitos específicos;
- Verificar se o produto deve ser testado por um organismo notificado;
- Testar o produto;
- Apresentar uma ficha técnica;
- Apor a marcação CE e redigir uma declaração de conformidade.

No que diz respeito aos requisitos específicos, cabe ao fabricante saber se o produto cumpre com todos os requisitos previstos na legislação europeia. Ou seja, se existirem normas europeias harmonizadas para o produto e, se estas forem respeitadas durante o processo de produção, o produto será automaticamente considerado conforme com as diretivas aplicáveis

na União Europeia [35]. Por exemplo, a diretiva 2014/30/EU é responsável pela compatibilidade eletromagnética, a diretiva 2014/35/EU é responsável pelo material elétrico de baixa tensão e a diretiva 2014/32/EU é responsável pelos instrumentos de medição [36].

Normalmente existem dois percursos possíveis para efetuar as etapas descritas anteriormente. Num primeiro percurso, a Enging poderá certificar submetendo-o a testes que permitam comprovar todos os requisitos para a obtenção da certificação CE. No entanto, uma vez que a Enging é a entidade responsável pela emissão do certificado do produto, por consequência, todas as responsabilidades relacionadas com produto recaem sobre a Enging.

Num segundo percurso, a Enging poderá contratar uma empresa especializada em certificação de equipamentos. Nesse caso, é função dessa empresa comprovar todos os requisitos para a obtenção da certificação CE. Deste modo, todas as responsabilidades relacionadas com o produto reincidentem sobre esta empresa, uma vez, que é ela a entidade certificadora.

### 5.3.3 Comercialização

A comercialização tem como objetivo a ação e o efeito de vender um produto ou conceder as condições e os meios de distribuição necessários para a sua venda. A comercialização deste equipamento está incorporada na estratégia de comercialização da Enging. Essa estratégia está de acordo com o diagrama representado na Figura 5.11.

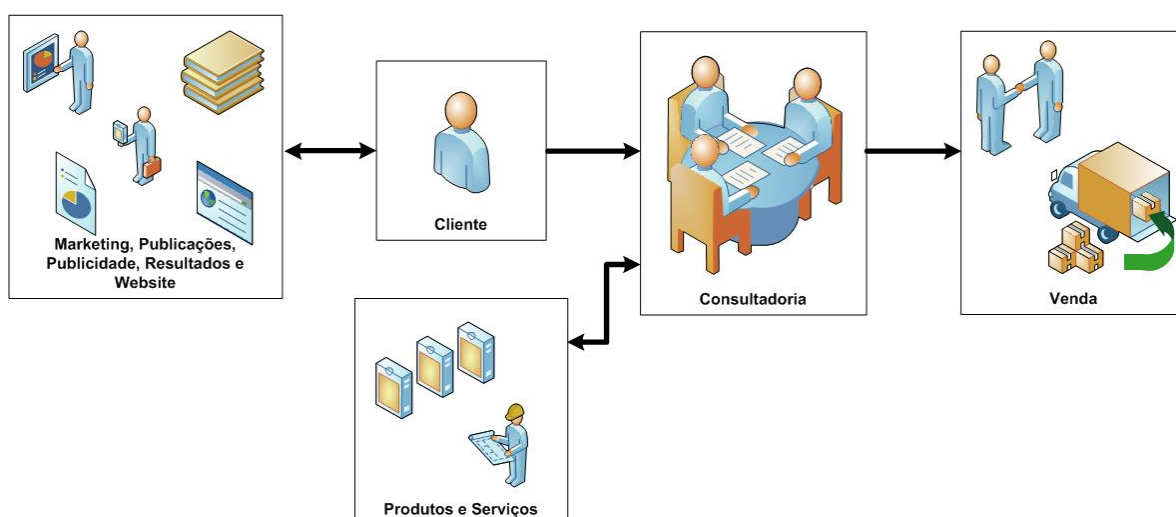


Figura 5.11 – Estratégia de comercialização da Enging.

Através de meios como o marketing, publicações acerca de produtos ou serviços, publicidade, resultados demonstrados noutros projetos e *Website*, o cliente toma conhecimento das soluções da Enging. Com a necessidade de resolução de um problema, o cliente solicita consultadoria à Enging, que por sua vez, recorrendo aos seus produtos e serviços apresenta uma solução. Se essa solução estiver em conformidade com as necessidades do cliente, então procede-se à sua venda.

Esta política de comercialização incide não na venda de um produto, mas sim, na venda de uma solução. Por outro lado, essa solução pode ser apenas um produto, como também pode ser um conjunto de produtos onde cada um deles apresenta função específica para a solução global em causa.

Contando que a solução é vendida, os resultados inerentes a essa solução podem ser utilizados para difundir a solução por outros clientes. Em contrapartida, no caso de a solução não ser

vendida, o problema que desencadeou essa solução pode ser utilizado para determinar que tipo de produtos ou serviços podem interessar aos clientes nesse tipo de problemas.



## 6 Considerações Finais

Este capítulo está dividido em dois subcapítulos: conclusão e trabalho futuro. No subcapítulo de conclusão, tal como o nome indica, pretende-se apresentar uma breve conclusão do trabalho desenvolvido. Já no subcapítulo de trabalho futuro pretende-se apontar melhorias ao projeto evidenciadas durante o seu período de teste.

### 6.1 Conclusão

O projeto realizado durante o estágio resultou da contribuição de um conjunto de tarefas das quais se destacam:

- Recolha e análise de artigos, publicações, produtos existentes no mercado e outros tipos de informação relacionada com o tema em questão;
- Proposta do sistema a desenvolver e pesquisa dos componentes que o constituíam;
- Desenvolvimento do *hardware* tendo por base testes realizados com protótipos parciais;
- Desenvolvimento do *firmware* e *software* onde foram implementadas as funcionalidades propostas;
- Realização de um ensaio experimental com um motor elétrico e o sistema SAVA e discussão dos resultados obtidos;
- Breve estudo sobre a industrialização, bem como uma análise do orçamento, certificação e comercialização.

A tarefa de recolha e análise dos vários tipos de informação mencionada tornou-se fundamental, sendo mesmo a base deste projeto, pois foi nesta fase que se tornaram evidentes os aspetos relativos à utilidade dos motores elétricos e às avarias que estes sofrem ao longo da sua utilização, assim como os métodos de deteção dessas avarias, conduzindo assim à necessidade da sua monitorização. No entanto, concluiu-se que os equipamentos encontrados no mercado, que permitem a monitorização dos motores, são bastante dispendiosos. Por outro lado, ao estudarem-se esses sistemas, foi possível obter uma perspetiva mais detalhada das variáveis que são normalmente adquiridas e dos componentes constituintes de um sistema desse género.

Em relação à segunda tarefa e com base na tarefa anterior, foi apresentada uma proposta do sistema a desenvolver, onde é de referir que a topologia utilizada está funcional. Relativamente aos componentes que o constituem, conclui-se que implementam de forma eficaz e eficiente o funcionamento planeado. No entanto, em contrapartida, existem atualmente no mercado componentes mais sofisticados. Este aspeto deve-se fundamentalmente à rápida evolução num curto período de tempo dos componentes eletrónicos.

A terceira tarefa correspondeu ao desenvolvimento de *hardware*, onde foram realizados testes experimentais com protótipos parciais de todos os módulos constituintes do sistema. Deste modo, foi possível confirmar a interação, sem erros, entre o microcontrolador e todos os periféricos como: a memória SRAM, os vários ADC, o sensor de temperatura ambiente e os *transceivers* de RS-232 e RS-485. Por outro lado, verificou-se também o funcionamento dos

circuitos que implementam as entradas e saídas digitais, assim como os que permitem a sinalização luminosa.

A quarta tarefa correspondeu ao desenvolvimento de *firmware* e *software*. Tendo como referência os ensaios experimentais realizados num motor elétrico monofásico de indução, foi possível verificar que os algoritmos apresentados e descritos através de fluxogramas implementam as funcionalidades propostas.

A quinta tarefa correspondeu à realização de um ensaio experimental para validar as funcionalidades do sistema desenvolvido. Neste ensaio, confirmou-se o pleno funcionamento do teste de *hardware*, das entradas e saídas digitais e ainda da aquisição das entradas analógicas de temperatura, tensões de  $\pm 10$  V e de corrente 4-20 mA. Para além da confirmação do funcionamento e do bom desempenho do *hardware*, verificaram-se também todos os algoritmos implementados tanto a nível de *firmware* e como de *software*.

Numa última tarefa, desenvolveu-se um pequeno estudo sobre a planeada industrialização do sistema onde se analisaram aspetos como: o orçamento, a certificação e a comercialização. A análise na perspetiva de orçamento foi realizada tendo por base a BOM do SAVA, apresentada no Anexo D. Concluiu-se que a produção em grande escala se torna significativamente vantajosa, uma vez que transpondo a produção de 1 produto para 100 produtos, o preço por produto é reduzido em aproximadamente 50 %. Na perspetiva de certificação, a análise realizada permite reter que na Enging existe um compromisso de custo *versus* responsabilidade. Ou seja, embora a opção de a responsabilidade ser da empresa certificadora pareça uma vantagem, na verdade pode revelar-se um processo mais dispendioso. Assim, a Enging poderá optar pela emissão do certificado do produto, responsabilizando-se por essa mesma certificação. A análise na perspetiva de comercialização permitiu, a partir do momento em que o produto fica disponível para venda, estabelecer todos os pontos-chave e estratégias que conduzem esse e outros produtos ao consumidor final.

## 6.2 Trabalho Futuro

Como descrito ao longo deste relatório, todas as funções de todos os módulos foram verificadas e testadas individualmente e no seu conjunto em ambiente laboratorial. Foram também realizados ensaios experimentais num motor elétrico instalado em ambiente semelhante ao ambiente industrial, permitindo validar as funcionalidades e as performances do sistema desenvolvido no ambiente onde deverá ser utilizado. Uma validação final ocorrerá quando o sistema for configurado e instalado numa aplicação industrial concreta. Já durante a fase final de desenvolvimento foi detetada uma possível melhoria que consiste na aquisição de pelo menos 3 canais de vibração e tensão, simultaneamente. Este processo torna-se vantajoso, uma vez que é possível sobrepor 6 sinais de um mesmo momento na fase de análise. Para implementar esta melhoria e tendo como referência a mesma arquitetura de *hardware*, seria necessário a utilização de um ADC que garanta esta funcionalidade adicional e a transição para um microcontrolador com maior velocidade de processamento, de forma a poder utilizar as taxas máximas de conversão, para todos os canais desse ADC.

Dependendo da experiência futura de utilização do sistema em aplicações concretas, é de esperar que se revelem necessárias ou desejáveis adaptações e melhorias no *hardware*,



---

*firmware* e *software*, que permitam uma adaptação às necessidades de variáveis para os algoritmos de análise e para os serviços suportados pelo SAVA.



## Referências

- [1] WEG. (2015, Dez.) Guia de Especificação de Motores Elétricos. [Online]. <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-guia-de-especificacao-de-motores-eletricos-50032749-manual-portugues-br.pdf> [Dez. 12, 2016]
- [2] António Francisco, *Motores Eléctricos*, 2<sup>nd</sup> ed. Lisboa: LIDEL, 2009.
- [3] WEG. (2016, Mar.) Manual Geral de Instalação, Operação e Manutenção de Motores Elétricos para Atmosferas Explosivas. [Online]. <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-general-manual-of-explosive-atmosphere-motors-manual-general-de-motores-para-atmosferas-explosivas-manual-geral-de-motores-para-atmosferas-explosivas-50034162-manual-english.pdf> [Dez. 12, 2016]
- [4] P. Zhang and Y. Du and T. G. Habetler and B. Lu, "A survey of condition monitoring and protection methods for medium voltage induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 1, pp. 34-46, Jan.-Feb. 2011.
- [5] Renato Pinto Assunção, "Ensino de Detecção de Avarias em Motores de Indução," Faculdade de Ciências e Tecnologias - Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores 2014.
- [6] Instituto Superior de Engenharia do Porto - Máquinas Eléctricas. (2007) Principais avarias de um motor de indução. [Online]. <http://avariasnummotordeinducacao.blogspot.pt/2007/01/principais-avarias-de-um-motor-de.html> [Dez. 12, 2016]
- [7] Galvão & Cia Ltda. Rolamentos. [Online]. <http://www.elgalvao.com.br/rolamentos.html> [Dez. 12, 2016]
- [8] MAPRO. (2012, Jan.) Passagem de corrente elétrica em Rolamentos. [Online]. <https://sinergiaat.wordpress.com/2012/01/16/passagem-de-corrente-eletrica-em-rolamentos/> [Dez. 12, 2016]
- [9] Nidec. Rotation Principle Of Induction Motor. [Online]. <http://www.nidec.com/en-NA/technology/motor/basic/00026/> [Dec. 12, 2016]
- [10] Milan UHRÍK, "Simple Diagnostic Methods For Detecting Damaged Rotor Bars In Squirrel Cage Induction Motors," *Journal of Electrical Engineering*, pp. 1-6. [Online]. <http://www.jee.ro/covers/art.php?issue=WW1331553546W4f5de50a22454> [Dec. 12, 2016]
- [11] Mohamed Moustafa Mahmoud Sedky, "Diagnosis of Static, Dynamic and Mixed Eccentricity in Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor by Using FEM," *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical*, vol. 8, no. 1, 2014.
- [12] Daniel José Medronho Foito, "Detecção e Diagnóstico de Falhas em Sistemas de Acionamento com Máquinas de Indução Hexafásicas," Faculdade de Ciências e Tecnologias - Universidade Nova de Lisboa, Dissertação para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Electrotécnica e de Computadores 2015.
- [13] Akash Bhatia, Aviral Puri, and Akshay Behl, "Data Acquisition System," *IJIRT - International Journal of Innovative Research in Technology*, vol. 1, no. 12, 2015.

- [14] National Instruments. Data Acquisition. [Online]. <http://www.ni.com/data-acquisition/what-is/pt/> [Dec. 12, 2016]
- [15] National Instruments. Measurement And Automation. [Online]. <http://www.ni.com/pt-pt/shop.html> [Dec. 12, 2016]
- [16] DATAQ Instruments. Data Acquisition (DAQ). [Online]. <http://www.dataq.com/data-acquisition/> [Dec. 12, 2016]
- [17] National Instruments. (2012, July) What is Signal Conditioning? [Online]. <http://www.ni.com/white-paper/10630/pt/> [Dec. 12, 2016]
- [18] National Instruments. (2013, Mar.) Digital Electronics Basics - Chapter 5: Multiplexers & Demultiplexers. [Online]. <http://www.ni.com/white-paper/14497/en/> [Dec. 12, 2016]
- [19] Carlos SICA, *Sistemas Automáticos com Microcontroladores 8031/8051*. São Paulo: Novatec, May 2006.
- [20] Manoel Eusebio de Lima. Conversão Digital Analógico e Analógico Digital. [Online]. [http://www.cin.ufpe.br/~es238/arquivos/aulas/aula14\\_conversores\\_adda.pdf](http://www.cin.ufpe.br/~es238/arquivos/aulas/aula14_conversores_adda.pdf) [Dez. 12, 2016]
- [21] Microchip. World's Most Reliable Memory. [Online]. <http://www.microchip.com/design-centers/memory> [Dec. 12, 2016]
- [22] Márcio Santana. (2006, Nov.) Interfaces de Comunicação. [Online]. <http://interfacesdecomu.tripod.com/> [Dez. 12, 2016]
- [23] CAMI. (2015, Nov.) The RS232 STANDARD. [Online]. [http://www.camiresearch.com/Data\\_Com\\_Basics/RS232\\_standard.html](http://www.camiresearch.com/Data_Com_Basics/RS232_standard.html) [Dec. 12, 2016]
- [24] Best-Microcontroller-Projects. (2015) How RS232 works. [Online]. <http://www.best-microcontroller-projects.com/how-rs232-works.html> [Dec. 12, 2016]
- [25] Adilson Thomsen. (2015, Mar.) Interfaces de comunicação OneWire, SPI e I2C. [Online]. <http://buildbot.com.br/blog/interfaces-de-comunicacao-onewire-spi-i2c/> [Dec. 12, 2016]
- [26] Home Robotic Lab. (2013, Mar.) 1-wire temperature sensor. [Online]. <http://home.roboticlab.eu/en/examples/sensor/1-wire> [Dec. 12, 2016]
- [27] JAMES COLVIN. (2014, Oct.) Pmod Communication: Serial Peripheral Interface. [Online]. <https://blog.digilentinc.com/index.php/pmod-communication-serial-peripheral-interface-in-detail/> [Dec. 12, 2016]
- [28] Digilent. (2014) I2C Protocol. [Online]. <https://learn.digilentinc.com/Module/101?position=8> [Dec. 12, 2016]
- [29] Würth Elektronik. WE-CBF SMD EMI Suppression Ferrite. [Online]. <https://katalog.we-online.de/pbs/datasheet/74279206.pdf> [Dec. 12, 2016]
- [30] FFONSECA S.A. Guia técnico de sondas de temperatura. [Online]. [http://www.ffonseca.com/cache/bin/Guia\\_Tecnico\\_Sondas\\_Temperatura\\_F.Fonseca-14490.pdf](http://www.ffonseca.com/cache/bin/Guia_Tecnico_Sondas_Temperatura_F.Fonseca-14490.pdf) [Dez. 12, 2016]

- [31] Electron. Tabela Termoresistência PT-100. [Online].  
[http://www.electron.com.br/wp/pdfs/Tabela\\_PT100.pdf](http://www.electron.com.br/wp/pdfs/Tabela_PT100.pdf) [Dez. 12, 2016]
- [32] ITS. (1999, Mar.) The Callendar – Van Dusen coefficients. [Online].  
<http://www.itsrl.com/admin/pdfmanual/1399021951CalVan.pdf> [Dec. 12, 2016]
- [33] Michele Scervini. (2015, Aug.) Thermoelectric Materials For Thermocouples. [Online].  
<http://www.msm.cam.ac.uk/utc/thermocouple/pages/ThermocouplesOperatingPrinciples.html>  
[Dec. 12, 2016]
- [34] Bopla. Modular DIN rail enclosure – aluminium profile. [Online].  
[https://www.bopla.de/fileadmin/products/Katalog-Pdfs/Alurail\\_GB.pdf](https://www.bopla.de/fileadmin/products/Katalog-Pdfs/Alurail_GB.pdf) [Dec. 12, 2016]
- [35] Europa. (2016, Nov.) Marcação CE. [Online]. [http://europa.eu/youreurope/business/product/ce-mark/index\\_pt.htm](http://europa.eu/youreurope/business/product/ce-mark/index_pt.htm) [Dez. 12, 2016]
- [36] IAPMEI – Agência para a Competitividade e Inovação. (2016, June) Enterprise Europe Network. [Online]. <http://www.enterpriseeuropenetwork.pt/info/mercadounico/Paginas/marcacaoce.aspx>  
[Dez. 12, 2016]



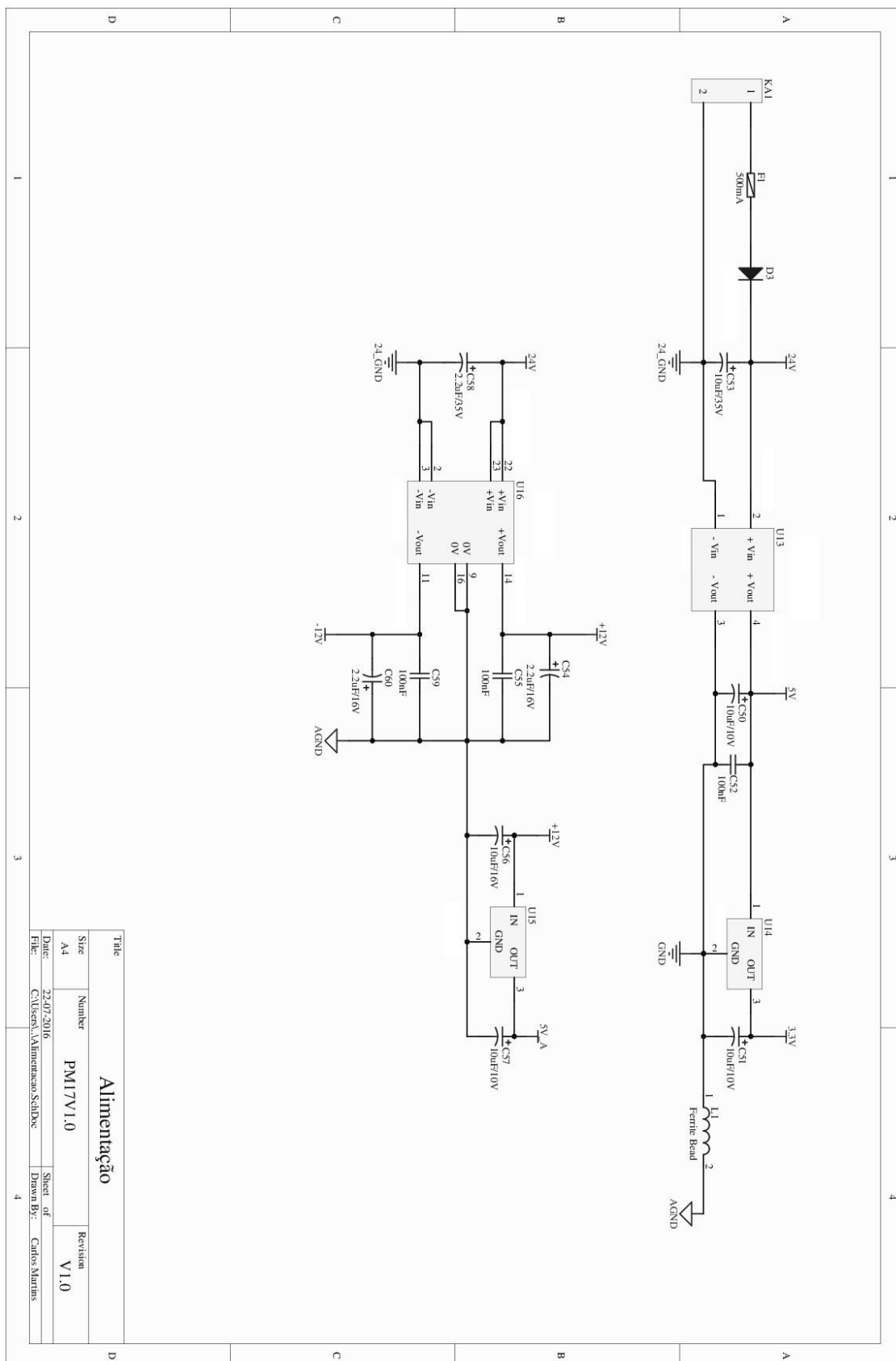
## Anexos



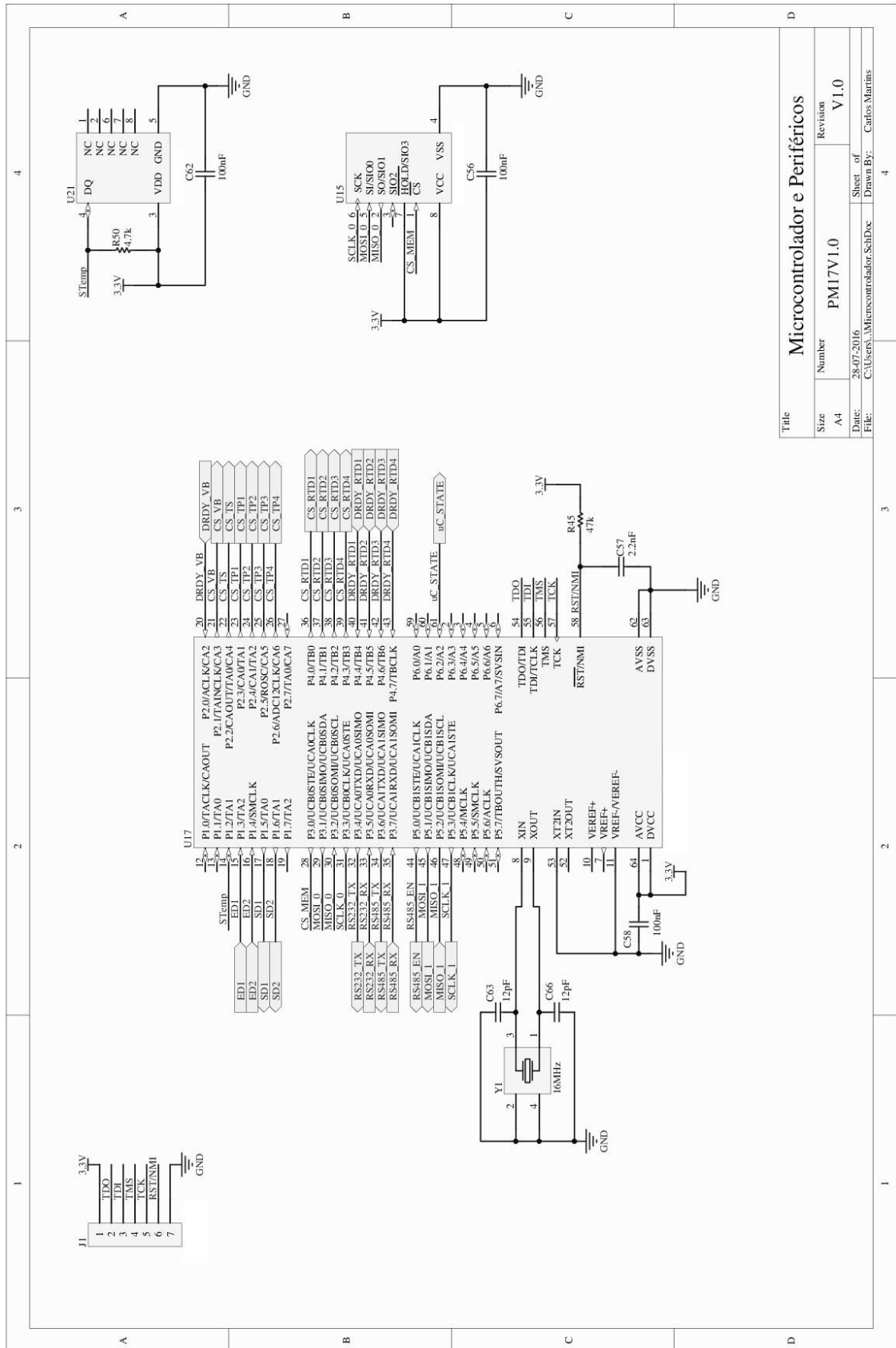




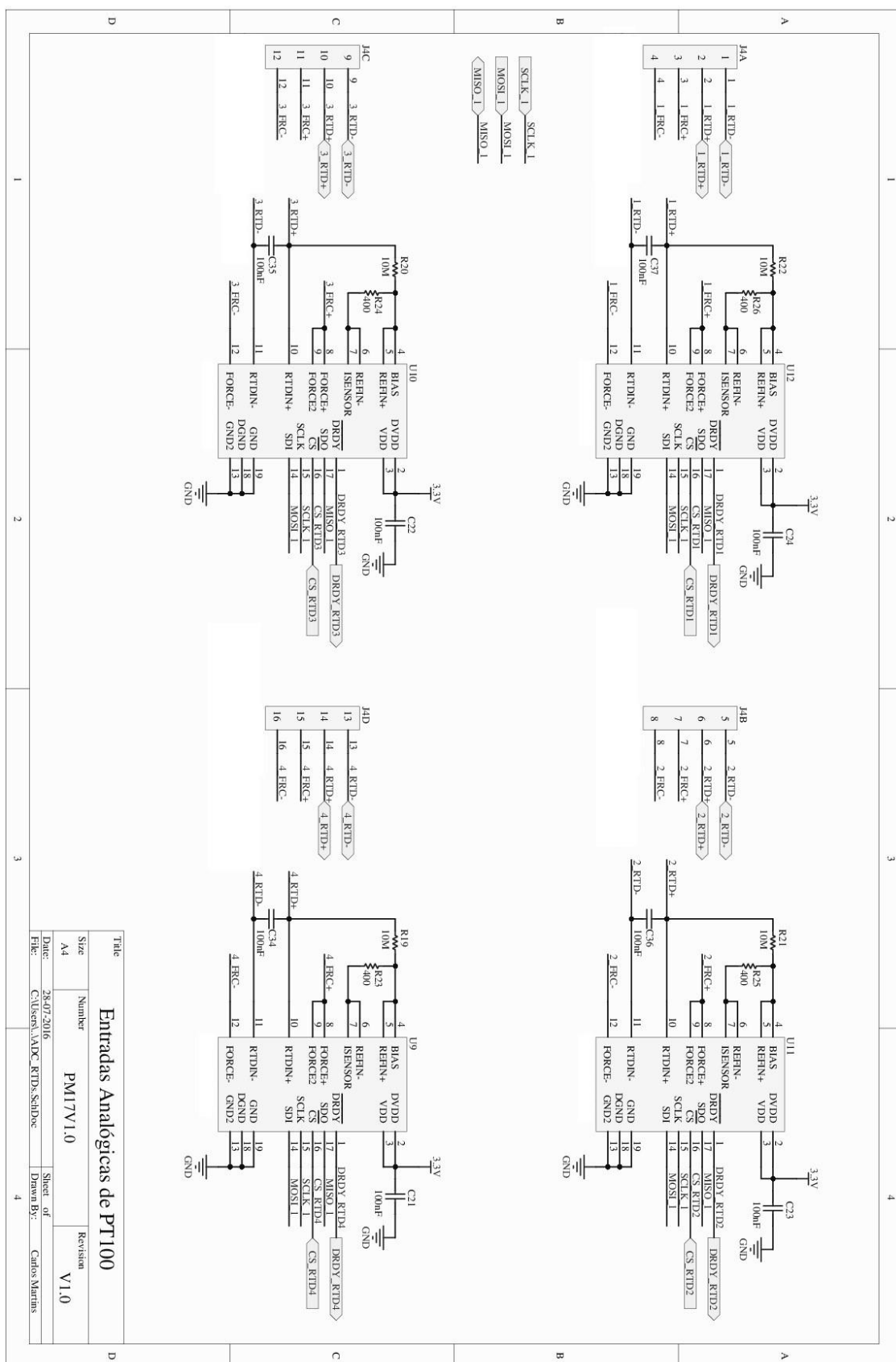
## Anexo A.2 Alimentação



## Anexo A.3 Microcontrolador e outros periféricos

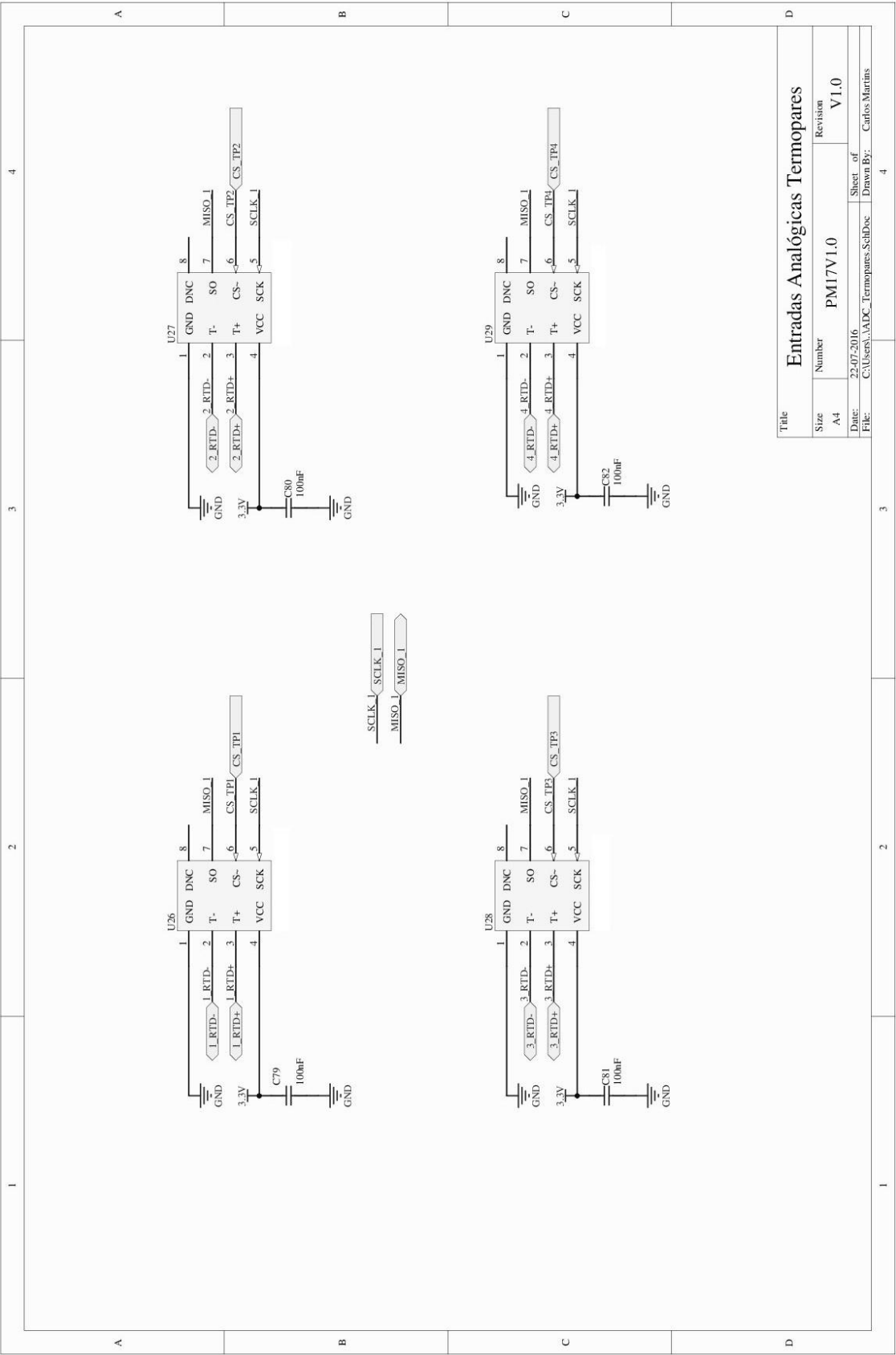


## Anexo A.4 Entradas analógicas de PT100



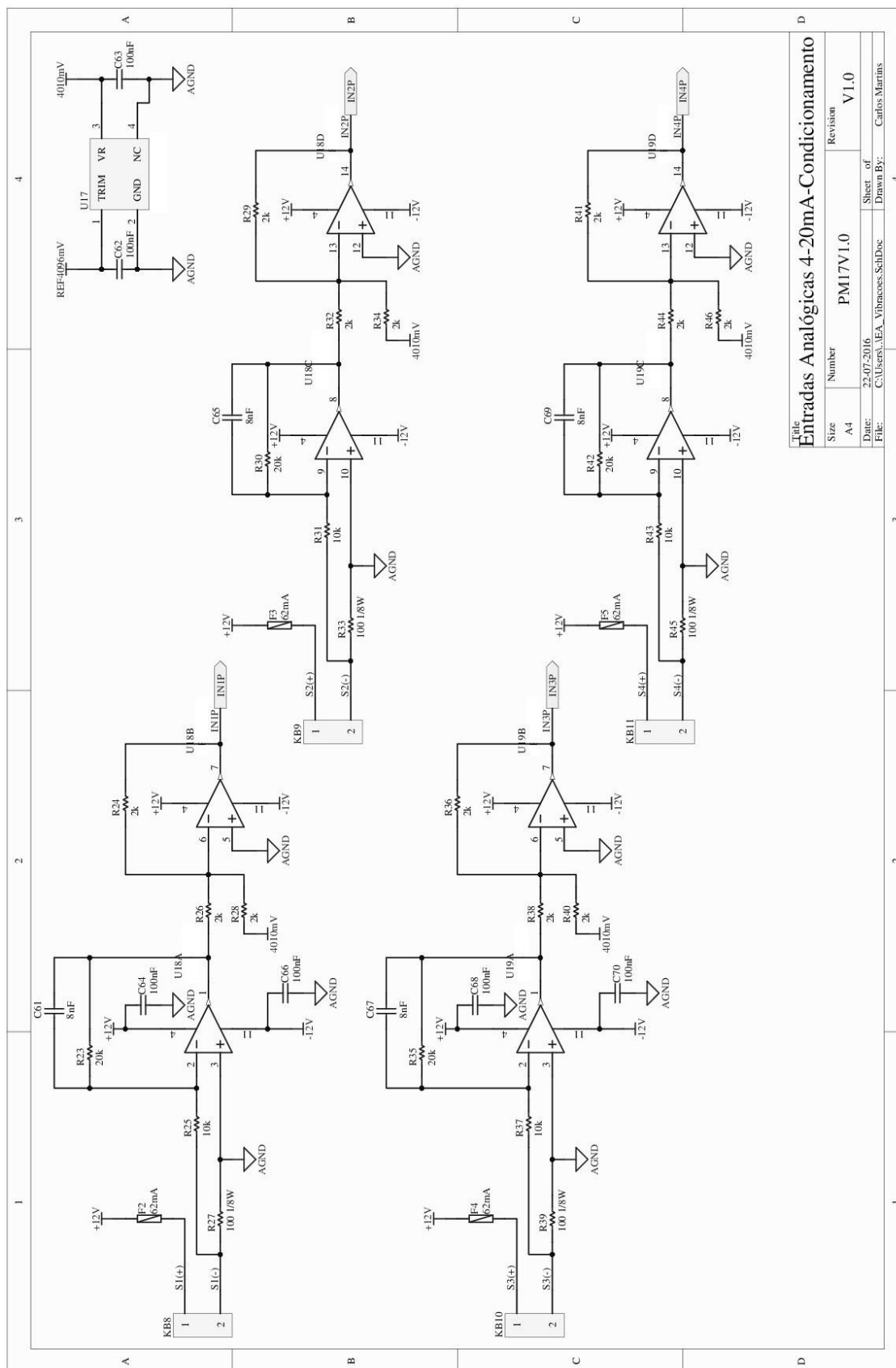
Title		
Entradas Analógicas de PT100		
Size	Number	Revision
A4	PM17V1.0	V1.0
Date:	28-07-2016	Sheet of
File:	C:\Users\AADC\RTD_SchDoc	Drawn By: Carlos Martins

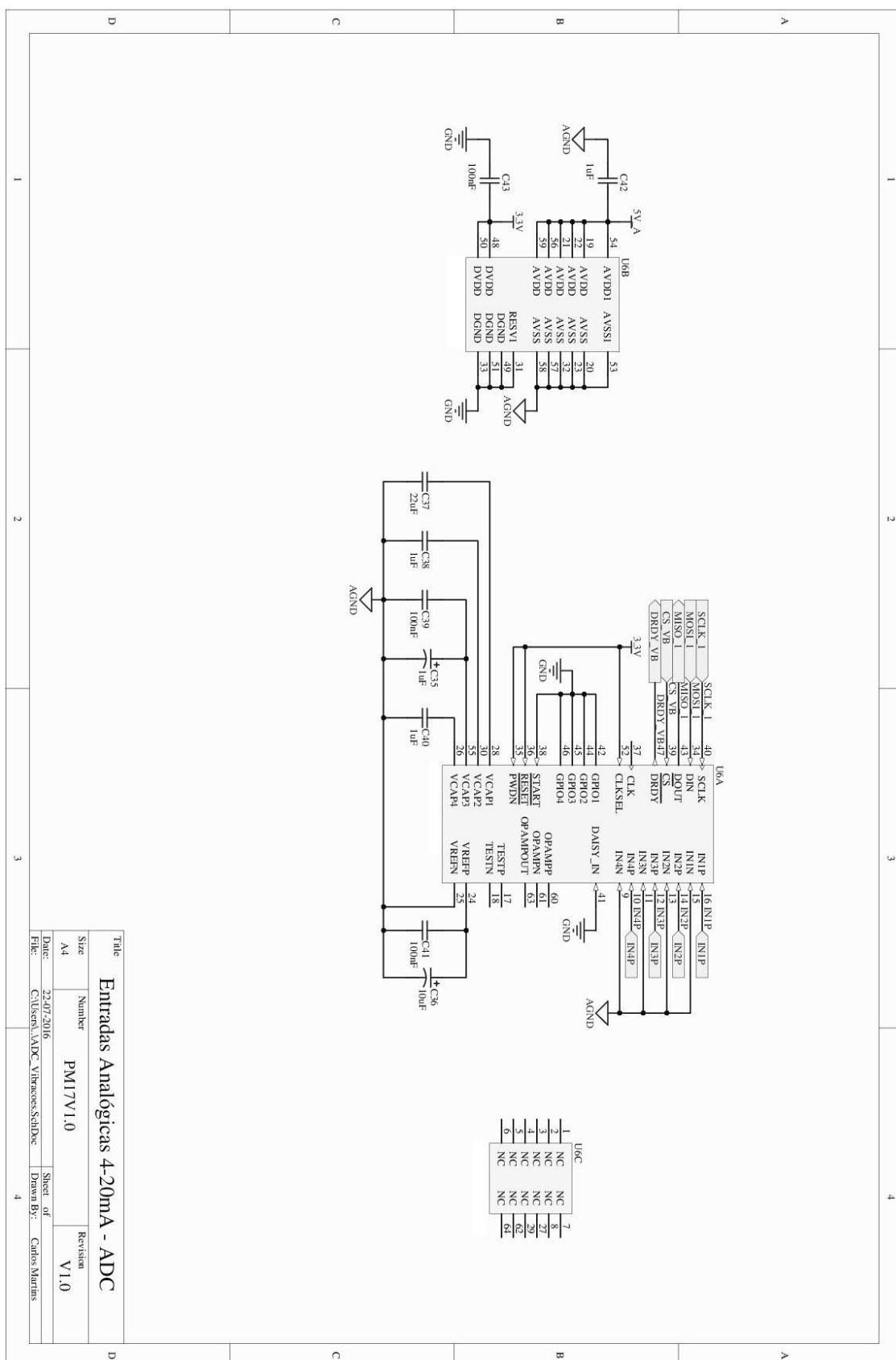
Anexo A.5 Entradas analógicas de Termopares





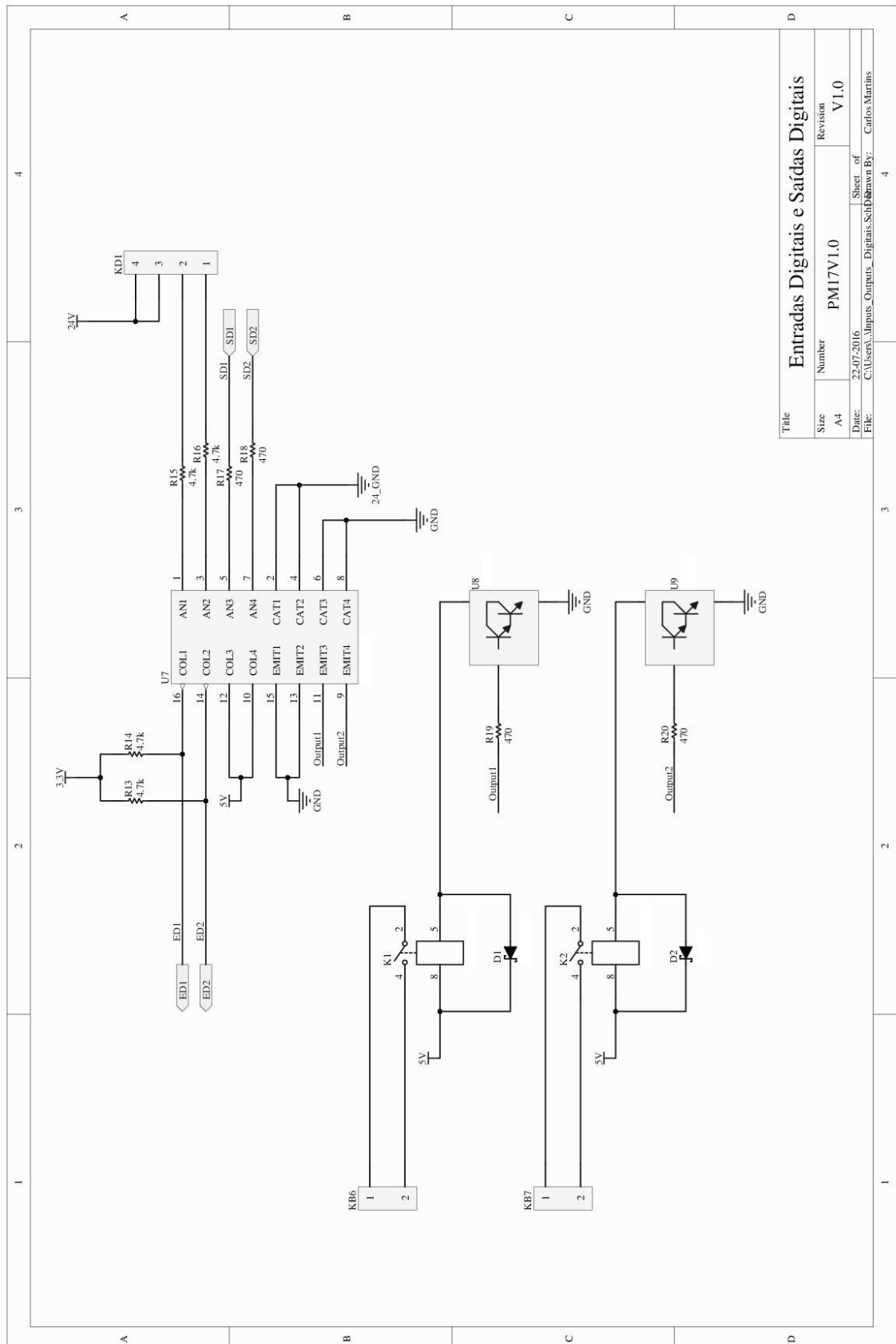
## Anexo A.7 Entradas analógicas de 4-20 mA



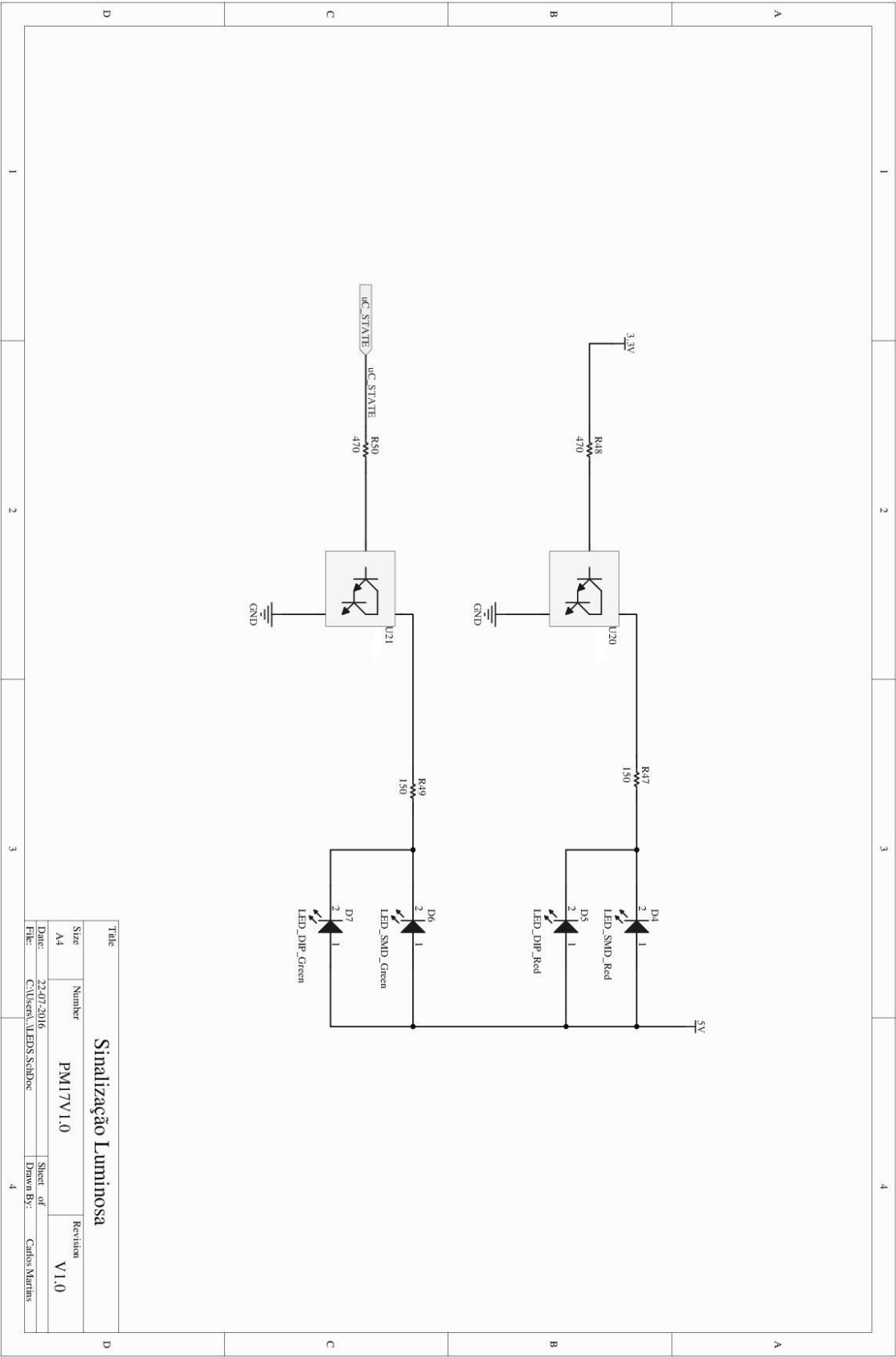




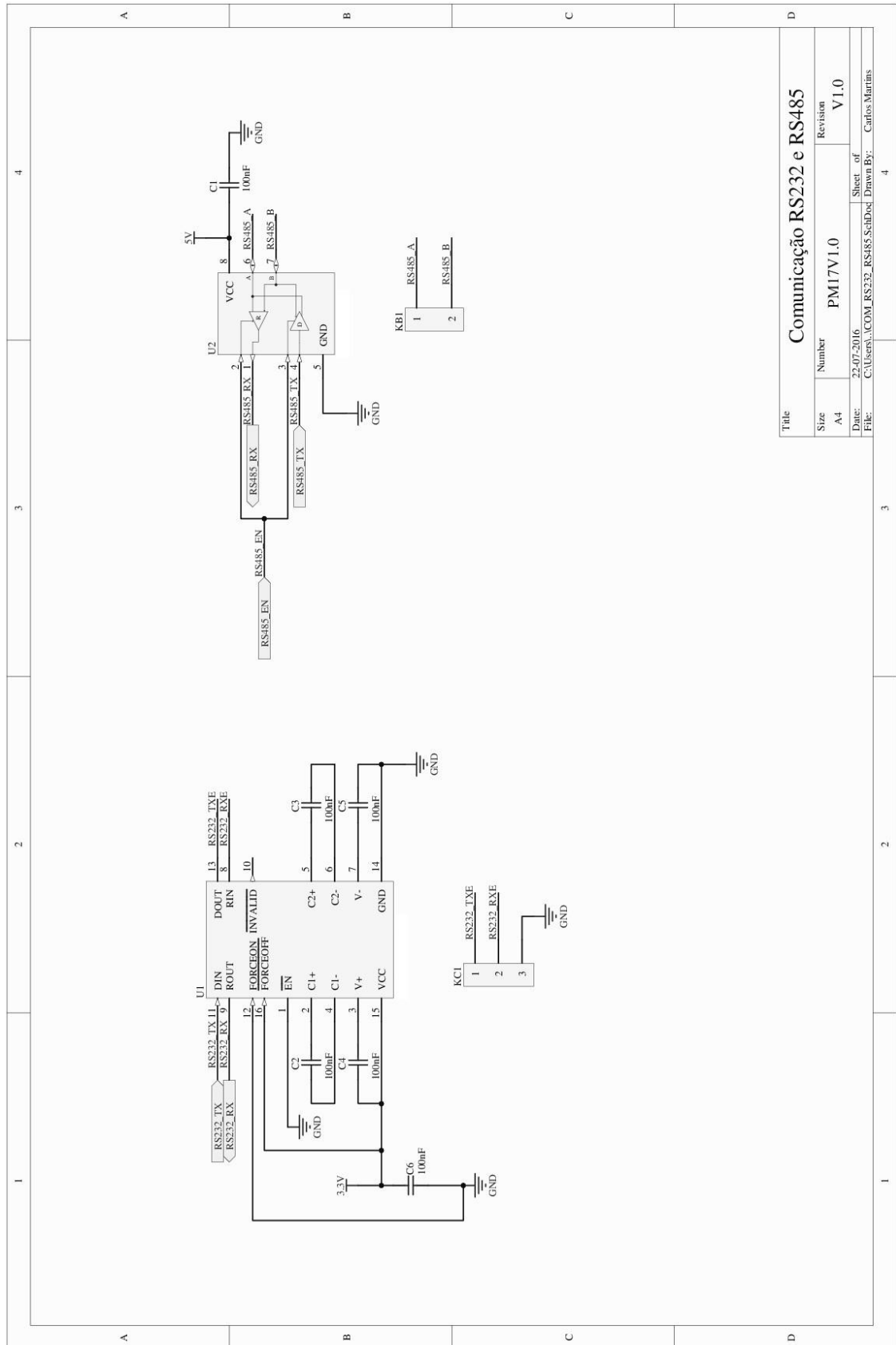
## Anexo A.8 Entradas e Saídas Digitais



Anexo A.9 Sinalização Luminosa



## Anexo A.10 Comunicação RS-232 e RS-485





## Anexo B Tabela de conversão da RTD PT100

Tabela Termoresistência PT-100

°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	°C
-200.00	18.52										-200.00
-190.00	22.83	22.40	21.97	21.54	21.11	20.68	20.25	19.82	19.38	18.95	-190.00
-180.00	27.10	26.67	26.24	25.82	25.39	24.97	24.54	24.11	23.68	23.25	-180.00
-170.00	31.34	30.91	30.49	30.07	29.64	29.22	28.80	28.37	27.95	27.52	-170.00
-160.00	35.54	35.12	34.70	34.28	33.86	33.44	33.02	32.60	32.18	31.76	-160.00
-150.00	39.72	39.31	38.89	38.47	38.05	37.64	37.22	36.80	36.38	35.96	-150.00
-140.00	43.88	43.46	43.05	42.63	42.22	41.80	41.39	40.97	40.56	40.14	-140.00
-130.00	48.00	47.59	47.18	46.77	46.36	45.94	45.53	45.12	44.70	44.29	-130.00
-120.00	52.11	51.70	51.29	50.88	50.47	50.06	49.65	49.24	48.83	48.42	-120.00
-110.00	56.19	55.79	55.38	54.97	54.56	54.15	53.75	53.34	52.93	52.52	-110.00
-100.00	60.26	59.85	59.44	59.04	58.63	58.23	57.82	57.41	57.01	56.60	-100.00
-90.00	64.30	63.90	63.49	63.09	62.68	62.28	61.88	61.47	61.07	60.66	-90.00
-80.00	68.33	67.92	67.52	67.12	66.72	66.31	65.91	65.51	65.11	64.70	-80.00
-70.00	72.33	71.93	71.53	71.13	70.73	70.33	69.93	69.53	69.13	68.73	-70.00
-60.00	76.33	75.93	75.53	75.13	74.73	74.33	73.93	73.53	73.13	72.73	-60.00
-50.00	80.31	79.91	79.51	79.11	78.72	78.32	77.92	77.52	77.12	76.73	-50.00
-40.00	84.27	83.87	83.48	83.08	82.69	82.29	81.89	81.50	81.10	80.70	-40.00
-30.00	88.22	87.83	87.43	87.04	86.64	86.25	85.85	85.46	85.06	84.67	-30.00
-20.00	92.16	91.77	91.37	90.98	90.59	90.19	89.80	89.40	89.01	88.62	-20.00
-10.00	96.09	95.69	95.30	94.91	94.52	94.12	93.73	93.34	92.95	92.55	-10.00
0.00	100.00	99.61	99.22	98.83	98.44	98.04	97.65	97.26	96.87	96.48	0.00
0.00	100.00	100.39	100.78	101.17	101.56	101.95	102.34	102.73	103.12	103.51	0.00
10.00	103.90	104.29	104.68	105.07	105.46	105.85	106.24	106.63	107.02	107.40	10.00
20.00	107.79	108.18	108.57	108.96	109.35	109.73	110.12	110.51	110.90	111.29	20.00
30.00	111.67	112.06	112.45	112.83	113.22	113.61	114.00	114.38	114.77	115.15	30.00
40.00	115.54	115.93	116.31	116.70	117.08	117.47	117.86	118.24	118.63	119.01	40.00
50.00	119.40	119.78	120.17	120.55	120.94	121.32	121.71	122.09	122.47	122.86	50.00
60.00	123.24	123.63	124.01	124.39	124.78	125.16	125.54	125.93	126.31	126.69	60.00
70.00	127.08	127.46	127.84	128.22	128.61	128.99	129.37	129.75	130.13	130.52	70.00
80.00	130.90	131.28	131.66	132.04	132.42	132.80	133.18	133.57	133.95	134.33	80.00
90.00	134.71	135.09	135.47	135.85	136.23	136.61	136.99	137.37	137.75	138.13	90.00
100.00	138.51	138.88	139.26	139.64	140.02	140.40	140.78	141.16	141.54	141.91	100.00
110.00	142.29	142.67	143.05	143.43	143.80	144.18	144.56	144.94	145.31	145.69	110.00
120.00	146.07	146.44	146.82	147.20	147.57	147.95	148.33	148.70	149.08	149.46	120.00
130.00	149.83	150.21	150.58	150.96	151.33	151.71	152.08	152.46	152.83	153.21	130.00
140.00	153.58	153.96	154.33	154.71	155.08	155.46	155.83	156.20	156.58	156.95	140.00
150.00	157.33	157.70	158.07	158.45	158.82	159.19	159.56	159.94	160.31	160.68	150.00
160.00	161.05	161.43	161.80	162.17	162.54	162.91	163.29	163.66	164.03	164.40	160.00
170.00	164.77	165.14	165.51	165.89	166.26	166.63	167.00	167.37	167.74	168.11	170.00
180.00	168.48	168.85	169.22	169.59	169.96	170.33	170.70	171.07	171.43	171.80	180.00
190.00	172.17	172.54	172.91	173.28	173.65	174.02	174.38	174.75	175.12	175.49	190.00
200.00	175.86	176.22	176.59	176.96	177.33	177.69	178.06	178.43	178.79	179.16	200.00
210.00	179.53	179.89	180.26	180.63	180.99	181.36	181.72	182.09	182.46	182.82	210.00
220.00	183.19	183.55	183.92	184.28	184.65	185.01	185.38	185.74	186.11	186.47	220.00
230.00	186.84	187.20	187.56	187.93	188.29	188.66	189.02	189.38	189.75	190.11	230.00
240.00	190.47	190.84	191.20	191.56	191.92	192.29	192.65	193.01	193.37	193.74	240.00
250.00	194.10	194.46	194.82	195.18	195.55	195.91	196.27	196.63	196.99	197.35	250.00
260.00	197.71	198.07	198.43	198.79	199.15	199.51	199.87	200.23	200.59	200.95	260.00
270.00	201.31	201.67	202.03	202.39	202.75	203.11	203.47	203.83	204.19	204.55	270.00
280.00	204.90	205.26	205.62	205.98	206.34	206.70	207.05	207.41	207.77	208.13	280.00
290.00	208.48	208.84	209.20	209.56	209.91	210.27	210.63	210.98	211.34	211.70	290.00
300.00	212.05	212.41	212.76	213.12	213.48	213.83	214.19	214.54	214.90	215.25	300.00
310.00	215.61	215.96	216.32	216.67	217.03	217.38	217.74	218.09	218.44	218.80	310.00
320.00	219.15	219.51	219.86	220.21	220.57	220.92	221.27	221.63	221.98	222.33	320.00



°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	°C
330.00	222.68	223.04	223.39	223.74	224.09	224.45	224.80	225.15	225.50	225.85	330.00
340.00	226.21	226.56	226.91	227.26	227.61	227.96	228.31	228.66	229.02	229.37	340.00
350.00	229.72	230.07	230.42	230.77	231.12	231.47	231.82	232.17	232.52	232.87	350.00
360.00	233.21	233.56	233.91	234.26	234.61	234.96	235.31	235.66	236.00	236.35	360.00
370.00	236.70	237.05	237.40	237.74	238.09	238.44	238.79	239.13	239.48	239.83	370.00
380.00	240.18	240.52	240.87	241.22	241.56	241.91	242.26	242.60	242.95	243.29	380.00
390.00	243.64	243.99	244.33	244.68	245.02	245.37	245.71	246.06	246.40	246.75	390.00
400.00	247.09	247.44	247.78	248.13	248.47	248.81	249.16	249.50	249.85	250.19	400.00
410.00	250.53	250.88	251.22	251.56	251.91	252.25	252.59	252.93	253.28	253.62	410.00
420.00	253.96	254.30	254.65	254.99	255.33	255.67	256.01	256.35	256.70	257.04	420.00
430.00	257.38	257.72	258.06	258.40	258.74	259.08	259.42	259.76	260.10	260.44	430.00
440.00	260.78	261.12	261.46	261.80	262.14	262.48	262.82	263.16	263.50	263.84	440.00
450.00	264.18	264.52	264.86	265.20	265.53	265.87	266.21	266.55	266.89	267.22	450.00
460.00	267.56	267.90	268.24	268.57	268.91	269.25	269.59	269.92	270.26	270.60	460.00
470.00	270.93	271.27	271.61	271.94	272.28	272.61	272.95	273.29	273.62	273.96	470.00
480.00	274.29	274.63	274.96	275.30	275.63	275.97	276.30	276.64	276.97	277.31	480.00
490.00	277.64	277.98	278.31	278.64	278.98	279.31	279.64	279.98	280.31	280.64	490.00
500.00	280.98	281.31	281.64	281.98	282.31	282.64	282.97	283.31	283.64	283.97	500.00
510.00	284.30	284.63	284.97	285.30	285.63	285.96	286.29	286.62	286.95	287.29	510.00
520.00	287.62	287.95	288.28	288.61	288.94	289.27	289.60	289.93	290.26	290.59	520.00
530.00	290.92	291.25	291.58	291.91	292.24	292.56	292.89	293.22	293.55	293.88	530.00
540.00	294.21	294.54	294.86	295.19	295.52	295.85	296.18	296.50	296.83	297.16	540.00
550.00	297.49	297.81	298.14	298.47	298.80	299.12	299.45	299.78	300.10	300.43	550.00
560.00	300.75	301.08	301.41	301.73	302.06	302.38	302.71	303.03	303.36	303.69	560.00
570.00	304.01	304.34	304.66	304.98	305.31	305.63	305.96	306.28	306.61	306.93	570.00
580.00	307.25	307.58	307.90	308.23	308.55	308.87	309.20	309.52	309.84	310.16	580.00
590.00	310.49	310.81	311.13	311.45	311.78	312.10	312.42	312.74	313.06	313.39	590.00
600.00	313.71	314.03	314.35	314.67	314.99	315.31	315.64	315.96	316.28	316.60	600.00
610.00	316.92	317.24	317.56	317.88	318.20	318.52	318.84	319.16	319.48	319.80	610.00
620.00	320.12	320.43	320.75	321.07	321.39	321.71	322.03	322.35	322.67	322.98	620.00
630.00	323.30	323.62	323.94	324.26	324.57	324.89	325.21	325.53	325.84	326.16	630.00
640.00	326.48	326.79	327.11	327.43	327.74	328.06	328.38	328.69	329.01	329.32	640.00
650.00	329.64	329.96	330.27	330.59	330.90	331.22	331.53	331.85	332.16	332.48	650.00
660.00	332.79	333.11	333.42	333.74	334.05	334.36	334.68	334.99	335.31	335.62	660.00
670.00	335.93	336.25	336.56	336.87	337.18	337.50	337.81	338.12	338.44	338.75	670.00
680.00	339.06	339.37	339.69	340.00	340.31	340.62	340.93	341.24	341.56	341.87	680.00
690.00	342.18	342.49	342.80	343.11	343.42	343.73	344.04	344.35	344.66	344.97	690.00
700.00	345.28	345.59	345.90	346.21	346.52	346.83	347.14	347.45	347.76	348.07	700.00
710.00	348.38	348.69	348.99	349.30	349.61	349.92	350.23	350.54	350.84	351.15	710.00
720.00	351.46	351.77	352.08	352.38	352.69	353.00	353.30	353.61	353.92	354.22	720.00
730.00	354.53	354.84	355.14	355.45	355.76	356.06	356.37	356.67	356.98	357.28	730.00
740.00	357.59	357.90	358.20	358.51	358.81	359.12	359.42	359.72	360.03	360.33	740.00
750.00	360.64	360.94	361.25	361.55	361.85	362.16	362.46	362.76	363.07	363.37	750.00
760.00	363.67	363.98	364.28	364.58	364.89	365.19	365.49	365.79	366.10	366.40	760.00
770.00	366.70	367.00	367.30	367.60	367.91	368.21	368.51	368.81	369.11	369.41	770.00
780.00	369.71	370.01	370.31	370.61	370.91	371.21	371.51	371.81	372.11	372.41	780.00
790.00	372.71	373.01	373.31	373.61	373.91	374.21	374.51	374.81	375.11	375.41	790.00
800.00	375.70	376.00	376.30	376.60	376.90	377.19	377.49	377.79	378.09	378.39	800.00
810.00	378.68	378.98	379.28	379.57	379.87	380.17	380.46	380.76	381.06	381.35	810.00
820.00	381.65	381.95	382.24	382.54	382.83	383.13	383.42	383.72	384.01	384.31	820.00
830.00	384.60	384.90	385.19	385.49	385.78	386.08	386.37	386.67	386.96	387.25	830.00
840.00	387.55	387.84	388.14	388.43	388.72	389.02	389.31	389.60	389.90	390.19	840.00
850.00	390.48										850.00

## Anexo C Protocolo de Comunicação Proprietário

### Anexo C.1 Comunicação da aplicação de interface para o *hardware*

Verificação do <i>Hardware</i>				
Função	Byte	RS-232 ou RS-485	Memória SRAM	Sensor de Temperatura
Inicialização	0	'I'	'I'	'I'
Inicialização	1	'N'	'N'	'N'
ID da Mensagem	2	'0'	'1'	'2'
Dados	3	'R'	x	-
	4	'S'	x	-
	5	'O'	x	-
	6	'K'	x	-
	7	-	x	-

Entradas Analógicas				
Função	Byte	Temperatura	Tensões	Vibrações
Inicialização	0	'I'	'I'	'I'
Inicialização	1	'N'	'N'	'N'
ID da Mensagem	2	'3'	'4'	'5'
ID do Sensor	3	'1', '2', '3' ou '4'	'1', '2', '3' ou '4'	'1', '2', '3' ou '4'
Tipo de Sensor	4	'1' ou '2'	'1' ou '2'	'1' ou '2'
Número de Sensores	5	'1', '2', '3' ou '4'	'1', '2', '3' ou '4'	'1', '2', '3' ou '4'
Frequência de Amostragem	6	1 a 250	1 a 250	1 a 250
Número de Amostras	7	'1', '2' ou '3'	'1', '2' ou '3'	'1', '2' ou '3'

Aquisição das Entradas Analógicas e Digitais e Reset do Sistema				
Função	Byte	Início da Aquisição	Próximo Sensor	Reset
Inicialização	0	'G'	'G'	'R'
Inicialização	1	'O'	'S'	'T'

Saídas Digitais			
Função	Byte	Saída 1	Saída 2
Inicialização	0	'I'	'I'
Inicialização	1	'N'	'N'
ID da Mensagem	2	'8'	'9'
Estado	3	'0' ou '1'	'0' ou '1'

## Anexo C.2 Comunicação do *hardware* para a aplicação de interface

Verificação do <i>Hardware</i>				
Função	Byte	RS-232 ou RS-485	Memória SRAM	Sensor de Temperatura
Inicialização	0	'D'	'D'	'D'
Inicialização	1	'L'	'L'	'L'
ID da Mensagem	2	'0'	'1'	'2'
Dados	3	'C'	x	MSB
	4	'O'	x	LSB
	5	'M'	x	-
	6	'O'	x	-
	7	'K'	x	-

Entradas Analógicas				
Função	Byte	Temperatura	Tensões	Vibrações
Inicialização	0	'D'	'D'	'D'
Inicialização	1	'L'	'L'	'L'
ID da Mensagem	2	'3'	'4'	'5'
ID do Sensor	3	'1', '2', '3' ou '4'	'1', '2', '3' ou '4'	'1', '2', '3' ou '4'
Tipo de Sensor	4	'1' ou '2'	'1' ou '2'	'1' ou '2'
Número de Sensores	5	'1', '2', '3' ou '4'	'1', '2', '3' ou '4'	'1', '2', '3' ou '4'
Frequência de Amostragem	6	1 a 250	1 a 250	1 a 250
Número de Amostras	7	'1', '2' ou '3'	'1', '2' ou '3'	'1', '2' ou '3'
Dados	8	Amostras	Amostras	Amostras
	N+1			

Entradas Digitais e Saídas Digitais					
Função	Byte	Entrada 1	Entrada 2	Saída 1	Saída 2
Inicialização	0	'D'	'D'	'D'	'D'
Inicialização	1	'L'	'L'	'L'	'L'
ID da Mensagem	2	'6'	'7'	'8'	'9'
Estado	3	'0' ou '1'	'0' ou '1'	'0' ou '1'	'0' ou '1'



## Anexo D BOM (*Bill Of Materials*)

Item	1 Placa				10 Placas				100 Placas			
	QA	QB	CA	CB	QA	QB	CA	CB	QA	QB	CA	CB
C1, C2, C11, C12, C19, C20, C38, C39, C45	9	10	0,0082	0,082	90	90	0,0082	0,738	900	900	0,0055	4,95
C3, C4, C5, C6, C15, C16, C21, C22, C23, C24, C25, C26, C27, C28, C34, C35, C36, C37, C43, C44, C50, C54, C56, C58, C59, C61, C62, C70, C71, C73, C74, C75, C76, C77, C78, C82	36	36	0,0074	0,2664	360	360	0,006	2,16	3600	3600	0,0037	13,32
C7, C8, C31, C32	4	10	0,0048	0,048	40	40	0,0048	0,192	400	400	0,0046	1,84
C9, C10, C29, C30	4	10	0,0056	0,056	40	10	0,0056	0,056	400	400	0,0046	1,84
C13, C14, C17, C18, C57	5	10	0,0065	0,065	50	50	0,0065	0,325	500	500	0,0048	2,4
C33, C40, C51, C53, C55, C60, C79, C80	8	10	0,0086	0,086	80	80	0,0086	0,688	800	800	0,0064	5,12
C41	1	5	0,395	1,975	10	10	0,395	3,95	100	100	0,263	26,3
C42	1	10	0,0249	0,249	10	10	0,0249	0,249	100	100	0,0206	2,06
C46, C47, C65	3	5	0,22	1,1	30	30	0,22	6,6	300	300	0,119	35,7
C48, C67, C68, C69, C81	5	5	0,279	1,395	50	50	0,279	13,95	500	500	0,115	57,5
C49	1	1	0,317	0,317	10	10	0,317	3,17	100	100	0,19	19
C52	1	10	0,196	1,96	10	10	0,196	1,96	100	100	0,129	12,9
C63, C66	2	10	0,0681	0,681	20	20	0,0681	1,362	200	200	0,0375	7,5
C64	1	5	0,181	0,905	10	0,181	0,181	0,032761	100	100	0,149	14,9
C72	1	1	0,838	0,838	10	10	0,838	8,38	100	100	0,414	41,4
D1	1	1	0,043	0,043	10	10	0,0431	0,431	100	100	0,0321	3,21
D2	1	0	0	0	10	0	0	0	100	0	0	0
D3	1	1	0,1162	0,1162	10	10	0,1162	1,162	100	100	0,0954	9,54
D4	1	0	0	0	10	0	0	0	100	0	0	0
D5	1	1	0,0953	0,0953	10	10	0,0953	0,953	100	100	0,0782	7,82
D6, D7	2	2	0,014	0,028	20	20	0,014	0,28	200	200	0,014	2,8
F1	1	1	1,9	1,9	10	10	1,9	19	100	100	1,49	149
F2, F3, F4, F5	4	4	2,61	10,44	40	40	2,05	82	400	400	1,72	688
JM1	1	5	0,155	0,775	10	10	0,155	1,55	100	100	0,147	14,7
JM2, JM3	2	2	1,93	3,86	20	20	1,83	36,6	200	200	1,67	334
JM4	1	1	5,49	5,49	10	10	5,34	53,4	100	100	4,5	450

Anexo F

JM5	1	1	0,361	0,361	10	10	0,299	2,99	100	100	0,247	24,7
JM6	1	1	1,49	1,49	10	10	1,46	14,6	100	100	1,4	140
JM7	1	1	1,35	1,35	10	0	1,3	0	100	100	1,1	110
JM8	1	1	1,02	1,02	10	10	0,941	9,41	100	100	0,755	75,5
JM9	1	1	0,676	0,676	10	10	0,61	6,1	100	100	0,517	51,7
K1, K2	2	2	2,36	4,72	20	20	2,36	47,2	200	200	1,79	358
L1	1	1	0,198	0,198	10	10	0,198	1,98	100	100	0,178	17,8
R1, R2, R7, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R27, R28, R35, R36, R39, R40, R41, R42, R43, R44	20	20	0,0013	0,026	200	200	0,0013	0,26	2000	2000	0,0009	1,8
R3, R4, R37, R38	4	10	0,0011	0,011	40	40	0,0011	0,044	400	400	0,0011	0,44
R5, R6, R29, R32	4	10	0,0012	0,012	40	40	0,0012	0,048	400	400	0,0012	0,48
R15, R16, R30, R33	4	10	0,0011	0,011	40	40	0,0011	0,044	400	400	0,0011	0,44
R17, R18, R31, R34	4	10	0,076	0,76	40	40	0,076	3,04	400	400	0,0434	17,36
R19, R20, R21, R22	4	10	0,0012	0,012	40	40	0,0012	0,048	400	400	0,0012	0,48
R23, R24, R25, R26	4	10	0,0036	0,036	40	40	0,0036	0,144	400	400	0,0036	1,44
R45	1	10	0,0011	0,011	10	10	0,0011	0,011	100	100	0,0011	0,11
R46, R48	2	10	0,0036	0,036	20	20	0,0036	0,072	200	200	0,0036	0,72
R47, R49, R53, R54, R57, R58	6	10	0,0035	0,035	60	60	0,0035	0,21	600	600	0,0021	1,26
R50, R51, R52, R55, R56	5	10	0,019	0,19	50	50	0,019	0,95	500	500	0,0109	5,45
U1, U2, U3, U4	4	4	6,51	26,04	40	40	6,14	245,6	400	400	4,29	1716
U5	1	1	1,67	1,67	10	10	1,67	16,7	100	100	1,17	117
U6, U7, U8	3	3	6,4	19,2	30	30	5,77	173,1	300	300	4,78	1434
U9, U10, U11, U12	4	4	3,14	12,56	40	40	3	120	400	400	2,98	1192
U13	1	1	3,34	3,34	10	10	3	30	100	100	2,46	246
U14	1	1	17,1	17,1	10	10	15,72	157,2	100	100	12,21	1221
U15	1	1	2,25	2,25	10	10	1,82	18,2	100	100	1,75	175
U16	1	1	21,76	21,76	10	10	20,45	204,5	100	100	18,49	1849
U17	1	1	7,17	7,17	10	10	6,48	64,8	100	100	5,36	536
U18	1	1	9,75	9,75	10	10	8,96	89,6	100	100	7,57	757
U19, U20, U24, U25	4	5	0,137	0,685	40	40	0,137	5,48	400	400	0,0579	23,16
U21	1	1	2,46	2,46	10	10	2,38	23,8	100	100	2,38	238
U22	1	1	1,4	1,4	10	10	1,19	11,9	100	100	0,914	91,4
U23	1	1	1,69	1,69	10	10	1,1	11	100	100	0,869	86,9
U26	1	1	0,885	0,885	10	10	0,687	6,87	100	100	0,568	56,8

U27	1	1	3,81	3,81	10	10	3,43	34,3	100	100	3,2	320
U28	1	1	1,77	1,77	10	10	1,68	16,8	100	100	1,53	153
U29	1	1	1,73	1,73	10	10	1,47	14,7	100	100	1,18	118
Y1	1	1	1,99	1,99	10	10	1,69	16,9	100	100	1,36	136
JF1	1	5	0,291	1,455	10	10	0,291	2,91	100	100	0,278	27,8
JF2, JF3	2	2	4,91	9,82	20	20	4,16	83,2	100	100	3,36	336
JF4	1	1	15,67	15,67	10	10	15,24	152,4	100	100	13,1	1310
JF5	1	1	1,06	1,06	10	10	0,788	7,88	100	100	0,679	67,9
JF6	1	1	2,23	2,23	10	10	2,01	20,1	100	100	1,82	182
JF7	1	1	2,26	2,26	10	10	2,24	22,4	100	100	2,06	206
JF8	1	1	1,97	1,97	10	10	1,92	19,2	100	100	1,65	165
JF9	1	1	1,75	1,75	10	10	1,75	17,5	100	100	1,55	155
PCB	1	1	63,7	63,7	10	10	192,27	192,27	100	100	806,76	806,76
Caixa	1	5	8,66	43,3	10	10	8,66	86,6	100	100	7,71	771
<b>Custo Total:</b>	324,20 €				2.192,25 €				17.207,20 €			
<b>Custo/Placa:</b>	324,20 €				219,22 €				172,07 €			
<b>Decréscimo:</b>	0%				-32%				-47%			

Designação	Correspondência
QA	Quantidade mínima necessária
QB	Quantidade mínima estabelecida pelo distribuidor
CA	Custo por unidade
CB	Custo de todas as unidades
C	Condensadores
D	Díodos
F	Fusíveis
JF	Conectores Fêmea
JM	Conectores Macho
K	Relés
L	Ferrite Bead
R	Resistências
U	Circuitos Integrados
Y	Cristais